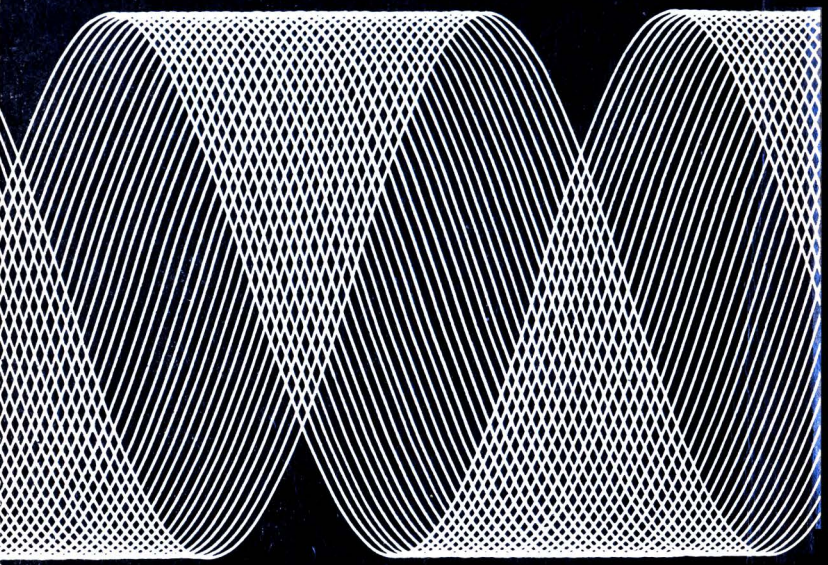
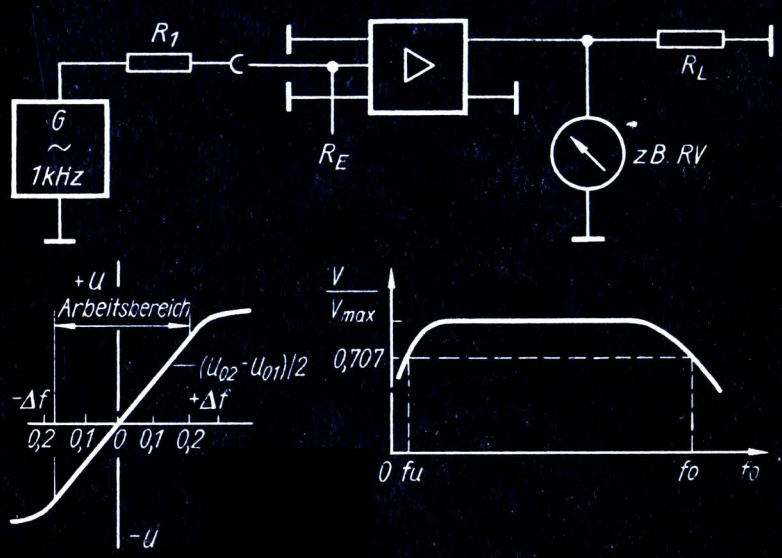
amateurreihe

electronica





Otthermann
Kronjäger

Meßtechnik für Amateure Teil 2

159

LEER

electronica · Band 159

OTTHERMANN KRONJÄGER

Meßtechnik für Amateure
Teil 2

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1978, 1.—20. Tausend
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1978
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5
LSV: 3539
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Marion Schilling
Typografie: Helmut Herrmann · Hersteller: Michael Haase
Vorauskorrektor: Ilse Fähndrich · Korrektor: Eva Plake
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 15. August 1977
Bestellnummer: 745 993 5
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

	Vorwort	6
1.	Messung einfacher Kennwerte	7
1.1.	Kennwerte von Röhren	7
1.1.1.	Messung von R_i und S mit Brücke	11
1.1.2.	Kapazitätsmessung bei Röhren	13
1.2.	Messungen an Dioden	14
1.2.1.	Messung in Durchlaßrichtung	14
1.2.2.	Messung in Sperrichtung	15
1.2.3.	Messung der Richtkennlinie	15
1.2.4.	Messung der Sperrschichtkapazität	16
1.3.	Transistortechnik	17
1.3.1.	Messung der Restströme	17
1.3.2.	Messung der Kniespannung	18
1.3.3.	Messung der Stromverstärkung	19
1.3.4.	Kurzschlußstromverstärkung h_{21e}	20
1.3.5.	Kurzschlußeingangswiderstand h_{11e}	21
1.3.6.	Leerlaufspannungsrückwirkung h_{12e}	22
1.3.7.	Leerlaufausgangsleitwert h_{22e}	22
1.3.8.	Kurzschlußeingangsleitwert y_{11e}	23
1.3.9.	Kurzschlußausgangsleitwert y_{22e}	25
1.3.10.	Kurzschlußsteilheit y_{21e}	25
1.3.11.	Kurzschlußrückwirkungsleitwert y_{12e}	26
1.3.12.	Einfacher Nachweis von Schwingeigenschaften	27
1.3.13.	Durchbruchspannung	28
1.3.14.	Statische Messungen bei Feldeffekttransistoren	29
1.4.	Statische Messungen an Integrierten Schaltkreisen	30
1.5.	Einige Messungen an Thyristoren	31
1.5.1.	Durchlaßstrom und Durchlaßspannung	31
1.5.2.	Sperrstrom und Sperrspannung	32
1.5.3.	Zündstrom und Zündspannung	32

1.5.4.	Freiwerdezeit	33
2.	Messungen am Empfänger	34
2.1.	Messung der Empfindlichkeit	34
2.2.	Trennschärfe	36
2.3.	Spiegelfrequenzfestigkeit	37
2.4.	Störstrahlung des Empfängeroszillators	38
2.5.	Messungen an Röhren- und Transistor-oszillatoren	38
2.6.	Aufnahme der Regelkurve	39
2.7.	Demodulationskennlinie	39
2.7.1.	Amplitudendemodulation	39
2.7.2.	Ratiodetektor	40
2.8.	Wobbelung	41
3.	Frequenzgang von Verstärkern	42
4.	Klirrfaktormessung	43
5.	Brummspannung an Siebkette	45
6.	Einige Messungen an HiFi-Verstärkern	46
6.1.	Übertragungsbereich	46
6.2.	Übertragungsmaß bei Stereoverstärkern	47
6.3.	Übersprechdämpfungsmaß	47
6.4.	Ausgangsleistung und Fremdspannungsabstand	48
7.	Feldstärkemessungen	49
8.	Wirksame Antennenhöhe	51
9.	Antennengewinn	52
10.	Modulationsgradmessung	53
10.1	Verfahren mit Antennenstrom	53
10.2	Modulationsgradmessung mit dem Oszillografen	53
10.3.	Modulationsgradmessung mit einem speziellen Meßgerät	54
11.	Einfache Messungen an Lautsprecher und Mikrofon	56
11.1.	Lautsprecher	56
11.2.	Mikrofone	57
11.2.1.	Kohlemikrofon	57
11.2.2.	Tauchspulenmikrofon	58
11.2.3.	Kristallmikrofon	59
12.	Plattenspieler	60

13. Oszillograf als Spannungsmesser 61
14. Schaltungen 62
14.1. Röhrenvoltmeter 62
14.2. Transistorvoltmeter 64
14.3. Tongenerator 65
14.4. Eichmarkengenerator 67
14.5. R-C-Versuchsschaltung 69
14.6. Elektronischer Schalter 70
14.7. Geregeltes Netzgerät 71
14.8. Elektronische Sicherung 72
14.9. Stabilisiertes Netzgerät 73
14.10. Prüfgenerator für Hochfrequenz 75
Literaturhinweise 78

Vorwort

In Fortsetzung des Teils 1, „Meßtechnik für den Amateur", lernt der Leser in dieser Broschüre umfangreiche Meßprobleme kennen. Es wurde wieder davon ausgegangen, daß dem Amateur oft nur wenige Meßgeräte zur Verfügung stehen. Eine Auswahl von Schaltungen soll den Nachbau handlicher Geräte anregen. Es ist zweckmäßig, dabei das entsprechende Bauelementesortiment zu berücksichtigen.
Das Verständnis der angegebenen Meßaufgaben wird durch das zahlreiche Bildmaterial wesentlich gefördert.

Leipzig, im Juni 1974 *Otthermann Kronjäger*

1. Messung einfacher Kennwerte

Der Amateur kommt nicht selten in die Lage, Kennwerte von Bauelementen, z. B. Senderöhren oder Transistoren, zu messen. Es sollen deshalb in diesem Abschnitt zunächst Meßschaltungen beschrieben werden, mit denen sich derartige Kennwerte messen lassen.

1.1. Kennwerte von Röhren

Die charakteristischen Kennwerte der Röhre sind Steilheit Innenwiderstand und Durchgriff. Bild 1 zeigt eine Schaltung,

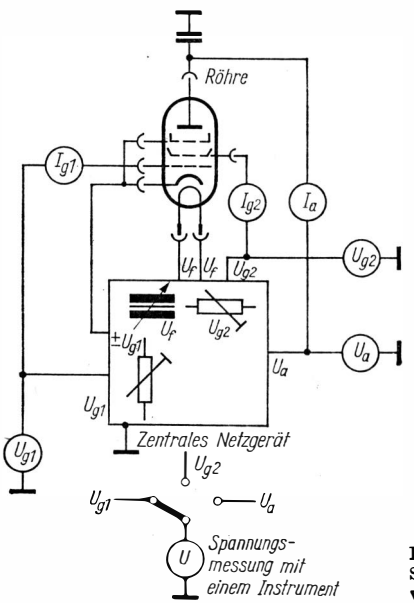


Bild 1
Schaltung zur Messung von Röhrenkennwerten

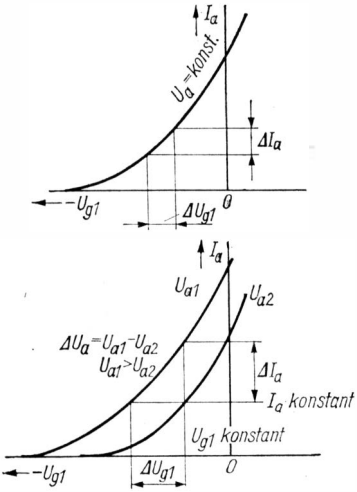


Bild 2
I_a-U_{g1}-Kennlinie zur Messung von S, R_i und D

mit der diese Kennwerte durch Anlegen von Betriebsspannungen an die Elektroden des Prüflings statisch gemessen werden können. Wie dort ersichtlich ist, erfordert das einen beträchtlichen Aufwand an Instrumenten. Man kann auch nacheinander einige Messungen durchführen. Die Potentiometer müssen entsprechende Werte haben, damit bei den Strömen nicht der Arbeitspunkt wandert und darüber hinaus die Stromquellen nicht unnötig belastet werden. Mit der Barkhausenschen Röhrengleichung läßt sich bei Kenntnis von zwei Kennwerten die dritte errechnen. Bild 2 zeigt die I_a-U_{g1}-Kennlinie. Im interessierenden Arbeitspunkt variiert man die Gittervorspannung um ΔU_{g1} (z. B. 1 V) und stellt fest, um welchen Betrag sich der Anodenstrom I_a geändert hat. Dieser Wert sei ΔI_a. Alle anderen Elektrodenspannungen müssen bei diesem Meßvorgang konstant bleiben. Für die Steilheit ergibt sich

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{g1}} \; ; \qquad (1)$$

S in mA/V.

Dieses Verfahren ist bei allen den Amateur interessierenden Arten von Elektronenröhren möglich. Zur Messung des Durchgriffs einer Triode nimmt man eine zweite Kennlinie bei einer anderen Anodenspannung auf. War die erste Spannung U_{a1}, so möge die zweite Spannung U_{a2} sein. Man lege nun durch den Arbeitspunkt einer Kennlinie eine Parallele zur U_{g1}-Achse (bei konstantem Anodenstrom). Man stellt dann fest, welche Gittervorspannungen bei den unterschiedlichen Anodenspannungen den gleichen Anodenstrom ergeben. Die Differenzen von Gittervorspannung und Anodenspannung ergeben nach der folgenden Beziehung den Durchgriff

$$D = \frac{\Delta U_{g1}}{\Delta U_a}; \qquad (2)$$

D in %, wenn der Wert mit 100 multipliziert wird.

Der reziproke Wert von D ist μ, der theoretische Verstärkungsfaktor der Röhre. Man kann auch beide Kennlinien zur Messung des Innenwiederstands R_i verwenden. Dazu zieht man durch den Arbeitspunkt auf einer Kennlinie eine Parallele zur Ordinate (Anodenstrom) bis zur Achse der Gittervorspannung. Die Gitterspannung bleibt also konstant, und es wird der Anodenstrom bei den Anodenspannungen U_{a1} und U_{a2} gemessen. Es fließen dort die Anodenströme I_{a1} und I_{a2}. Die Differenzen von Spannungen und Strömen ermöglichen die Berechnung von R_i

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}; \qquad (3)$$

R_i in Ω, wenn U in V und I in A.

Die Ermittlung dieser Kennwerte von Pentoden oder anderen Röhrentypen ist prinzipiell nach dem geschilderten Verfahren möglich. Den Innenwiderstand bei Pentoden kann man am besten an einer Kennlinie des U_a-I_a-Kennlinienfeldes ermitteln (Bild 3). Dazu ist die Anodenspannung um ΔU_a zu ändern und dabei der sich ändernde Anodenstrom ΔI_a zu messen. Schirmgitter- und Gittervorspannung müssen konstant gehalten werden. Die Messung der Steilheit läßt sich nach demselben

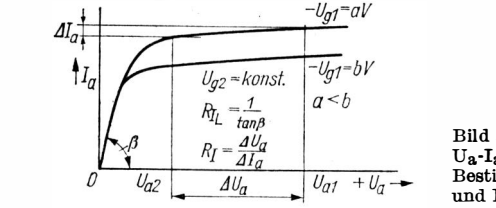


Bild 3
U_a-I_a-Kennlinie zur Bestimmung von R_I und R_{iL}

Verfahren wie bei Trioden durchführen. Infolge des wirkenden Schirmgitters ist der Anodendurchgriff gering. Da S und R_I bekannt sind, kann man mit der Röhrengleichung D feststellen. Bei Senderverstärkern wird der sogenannte Leistungsinnenwiderstand R_{iL} benötigt. Ihn kann man aus dem U_a-I_a-Kennlinienfeld an der Grenzgeraden ermitteln. Vielfach ist aber das Kennlinienfeld nicht vorhanden; es müßte dann aufgenommen werden. Probleme entstehen bei diesen Aufnahmen dann, wenn durch Unterschreitung der Anodenspannung diese niedrigere Werte als z. B. die Schirmgitterspannung hat. Dann wird nämlich die Schirmgitterverlustleistung sehr ansteigen, was schließlich zur Zerstörung des Schirmgitters führen könnte. Diese Situation tritt gerade bei der Aufnahme der Grenzgeraden auf. Es soll zunächst die Aufnahme einer U_a-I_a-Kennlinie durch statische Messungen behandelt werden. Dazu erhält das Bremsgitter der Pentode Katodenpotential, während das Steuergitter eine konstante negative Spannung hat. Das Schirmgitter erhält für die Aufnahme der gesamten Kennlinienschar immer dieselbe Spannung U_{g2}. Die Anodenspannung variiert man nun von hohen zu niedrigen Werten, wobei der Anodenstrom gemessen wird. Auf diese Weise kann man sofort errechnen, daß die maximale Anodenverlustleistung nicht überschritten wird. Bei den unterschiedlichen Anodenspannungen registriert man den Anodenstrom und trägt ihn im Diagramm ein. Erreicht nun U_a Werte, die unterhalb U_{g2} liegen, so läßt sich das Verfahren eigentlich nicht mehr anwenden, weil eben das Schirmgitter überlastet werden kann. Mit Schnelligkeit und Umsicht lassen sich einige Meßpunkte unterhalb U_{g2} ablesen. Da die Grenzgerade im Ur-

sprung beginnt, läßt sich dieses Näherungsverfahren dann vertreten, wenn die Krümmung der Grenzgeraden bei relativ niedrigen Gitterspannungen gemessen worden ist. Man kann dann die Steigung der Grenzgeraden und damit R_{iL} bestimmen (Bild 3).

Ein elegantes Verfahren zur Aufnahme der Kennlinie wird durch die gitterseitige Ansteuerung mit Rechteckimpulsen möglich. Ohne Ansteuerung ist das Gitter gesperrt. Es kann keine Elektrode überlastet werden, wenn der Mittelwert der Impulsfolge nicht höher als die maximale Verlustleistung ist. Über den Stromflußwinkel läßt sich dann der Spitzenstrom errechnen, und man erhält somit den Anodenstromwert der Kennlinie. Das geschieht auch dann, wenn die Anodenspannung sehr niedrige Werte hat. Dem Amateur wird jedoch kaum ein Rechteckgenerator zur Aussteuerung der erforderlichen Amplituden zur Verfügung stehen. Mit Sinushalbwellen (durch Einweggleichrichtung) ergeben sich ausreichende Näherungen. Dabei ist noch zu erwähnen, daß anodenseitig der Anodenspitzenstrom durch Spannungsabfall an einem niederohmigen Widerstand gemessen werden kann. Es kommt hierbei auf den Röhrentyp an (beispielsweise reicht ein Widerstand von 10 Ω für die Röhre SRS 461 aus). Mißt man den Spitzenstrom mit einem Oszillografen (dessen Spannungsanzeigen geeicht worden sind), so läßt sich über den bekannten Widerstand der Stromwert für die Kennlinie direkt ablesen. Bei steilen NF-Pentoden kann man die Kennlinie mit dem gleichen Verfahren aufnehmen (falls man die Röhre für Sendezwecke verwendet). Als NF-Verstärker wird ja nicht bis ins Gitterstromgebiet ausgesteuert. Es ist auch möglich, die I_a-U_{g1}-Kennlinie aufzunehmen und diese dann in eine U_a-I_a-Kennlinie umzuzeichnen.

1.1.1. Messung von Ri und S mit Brücke

Nach Bild 4 ist die Röhre als Zweig einer Brücke angeschlossen. Die angelegten Betriebsspannungen für die Röhren dürfen die Meßbedingungen nicht beeinträchtigen. Deshalb müssen die Innenwiderstände der Stromquellen klein sein. Die

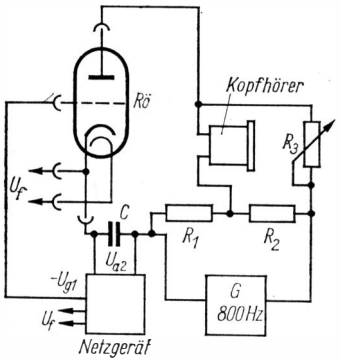


Bild 4
Messung von R_1 mit der Brücke

Brücke wird mit Wechselspannung gespeist, deren Frequenz sich nach den Eigenschaften des Nullindikators richtet. Ist dieser ein Kopfhörer, so empfiehlt es sich, 800 Hz zu verwenden. Durch Nullabgleich ergibt sich

$$R_1 = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2}. \tag{4}$$

Zur Messung der Steilheit ist die Schaltung in Bild 5 geeignet. Man legt die Betriebsspannungen an die Röhre und steuert gitterseitig mit Wechselspannung entsprechender Amplitude

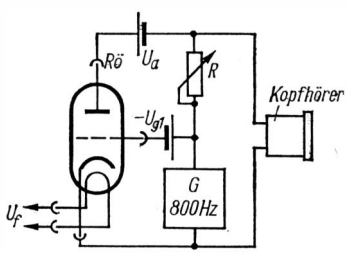


Bild 5
Messung von S

aus. Danach variiert man R_a, bis im Kopfhöhrer ein Minimum der Lautstärke eintritt. Es ist dann

$$S = R_a^{-1} \; ; \tag{5}$$

S in A/V, wenn R in Ω.
Die Meßwechselspannung sollte möglichst klein sein. Man muß ja daran denken, daß eigentlich Differentiale zu messen sind. Sind R_i und S bekannt, so läßt sich über die Röhrengleichung D leicht bestimmen.

1.1.2. Kapazitätsmessung bei Röhren

Die Messung der Röhrenkapazitäten ist mit den Mitteln des Amateurs nicht möglich. Infolge von Raumladungen, durch dynamische Einflüsse sowie überhaupt unter betrieblichen Bedingungen ist die Verkettung der kleinen Kapazitäten ein meßtechnisches Problem. Es soll deshalb nur auf die Messung einiger statischer Kapazitäten eingegangen werden, d. h., die Röhre arbeitet nicht unter Betriebsbedingungen. Selbst diese relativ einfachen Messungen bedingen einige Voraussetzungen. Mißt man die Ausgangskapazität C_a' (der Strich weist auf die Verkopplung der Kapazitäten hin), so wird mindestens die Rückwirkungskapazität C_{ga} und die Eingangskapazität als Reihenschaltung mitgemessen. Zu einer ähnlichen Feststellung kommt man bei der Messung der Eingangskapazität C_e'. Schließlich läßt sich C_{ga} messen, wobei die Katode und die anderen Elektroden nicht an ihre Betriebspotentiale anzuschließen sind. Durch diese Meßwerte kann man mit drei Beziehungen die Kapazitäten C_a, C_e und C_{ga} mit einiger Näherung bestimmen. Als Meßverfahren wendet man die Verstimmung an einem Resonanzkreis an, wobei ein geeichter Drehkondensator zu benutzen ist.

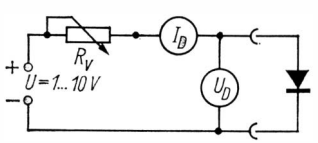


Bild 6
Durchlaßstrom und -spannung bei HL-Dioden

1.2. Messungen an Dioden

Nachstehend soll beschrieben werden, wie man an Dioden statische Messungen in Durchlaß- und Sperrichtung durchführt. Als Bauelemente kommen Halbleiterdioden in Frage.

1.2.1. Messung in Durchlaßrichtung

Man verwendet die Schaltung nach Bild 6. Dioden auf Ge-Basis als Spitzendioden haben andere Durchlaßströme als Flächendioden. Aus diesem Grunde muß man bei Flächendioden den Durchlaßstrom begrenzen, um nicht das Stromversorgungsgerät zu überlasten. Dazu schaltet man einen veränderlichen Widerstand R_v in den Diodenkreis und verwendet außerdem eine variable Gleichspannung. Die Meßinstrumente dürfen keine Fehlanzeigen verursachen. Bereits äußerlich ist abzuschätzen (Diodenexemplar), ob hohe Durchlaßströme zu erwarten sind. Am besten beginnt man mit einer Batteriespannung von 0,5 V, wobei der volle Vorwiderstand zunächst wirksam werden muß. Die Spannungsmessung direkt an der Diode läßt dann erkennen, zu welchem Diodentyp der Prüfling gehört. Ist U_D wesentlich geringer als U, so handelt es sich um eine Leistungsdiode. Zur Messung von R_D ist der steile Ast der Kennlinie maßgebend. Man kann also wahlweise U erhöhen und R_v reduzieren. Alles muß man im Zusammenhang mit der Überlastbarkeit der Diode und dem Stromversorgungsgerät betrachten. Man kann auch die Durchlaßkennlinie aufnehmen. Deshalb ermittelt man die Funktion I_D in Abhängigkeit von U_D. Handelt es sich bei dem Prüfling um eine Diode, die für Demodulationszwecke o. ä. Aufgaben gedacht ist, so hat man es mit geringen Durchlaßströmen zu tun. In einem solchen Fall reicht für eine Orientierungsmessung eine Batteriespannung von 1 V aus. Auch hier läßt sich die I_D-U_D-Kennlinie aufnehmen.

1.2.2. Messung in Sperrichtung

Da die Sperrströme bei HL-Dioden relativ gering sind, ist eine etwas andere Meßschaltung zu verwenden (Bild 7). Der Strommesser muß sich von μA bis mA umschalten lassen. Für den Spannungsmesser folgt daraus, daß er einen sehr hochohmigen Innenwiderstand aufweisen muß (damit der Strom durch das Instrument nicht das Meßergebnis fälscht). Man legt den Spannungsmesser deshalb vor den Strommesser; dann ist mit guter Näherung U_{sp} die Spannung, die an der Diode liegt. Als Vorwiderstand wählt man 10 kΩ und eine variable Gleichspannung von 0 bis 300 V. Mit steigender Batteriespannung steigt auch der Sperrstrom bis zum Durchbruch. Dabei würde I_{sp} ohne Begrenzungswiderstand lawinenartig anwachsen und die Diode zerstören. Es soll die Sperrspannung als Grenzwert angesehen werden, bei dem der Sperrstrom einen definierten Wert nicht übersteigt. Je höher dieser gewählt wird, um so größer sind die Sperrverluste in einer vorgesehenen Schaltung. Bei Leistungsdioden kann man beispielsweise die Sperrspannung fixieren, die einen Sperrstrom von 100 μA verursacht. Soll die Z-Spannung von Z-Dioden ermittelt werden, so liegt diese bekanntlich im Durchbruchgebiet. Man muß dann R_v teilweise regelbar ausführen, um den Z-Strom einstellen zu können.

1.2.3. Messung der Richtkennlinie

Dazu verwendet man die Schaltung gemäß Bild 7. Da in diesem Fall die Kapazität von 100 pF vorgesehen ist, soll die Messung bei Hochfrequenz (etwa 1 MHz) durchgeführt werden. Es wird die Amplitude der HF-Spannung mit einem Röhrenvoltmeter gemessen. Dabei soll das Röhrenvoltmeter ein Gerät auf

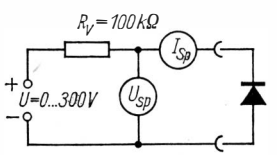


Bild 7
Sperrstrom und -spannung bei HL-Dioden

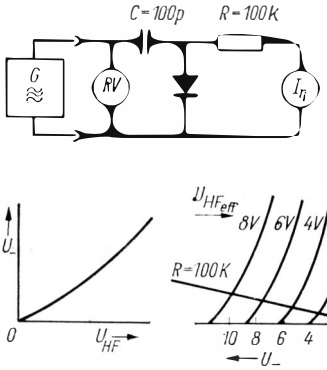


Bild 8
Schaltung zur Aufnahme der Richtkennlinie

Röhren- oder Transistorbasis sein und mit RV bezeichnet werden. Mit dem Strommesser (µA-Meter) mißt man den Richtstrom, der infolge Gleichrichtung bei vorhandener HF-Spannung entsteht. Trägt man nun die sich dann ergebende Gleichspannung (Spannungsabfall an R) in Abhängigkeit der HF-Spannung auf, so erhält man die Richtkennlinie (s. Bild 8).

1.2.4. Messung der Sperrschichtkapazität

Eine Reihe von Dioden eignen sich als Kapazitätsdioden, ohne daß sie direkt dafür vorgesehen sind. Es soll eine für viele Zwecke zu verwendende Meßschaltung (Bild 9) beschrieben werden. Danach wird zunächst ein Resonanzkreis auf die Generatorfrequenz abgestimmt, was man durch Maximumanzeige am RV erkennt. Der Drehkondensator ist in Kapazitätswerten geeicht. Sodann schaltet man die Diode zu, d. h., auf der Spannungsseite der Diode waren die übrigen Elemente der Meßschaltung bereits angeschlossen. Mit dem Potentiometer stellt man die Sperrspannung an der Diode ein und stimmt nun den Kreis wieder ab. Die Differenzkapazität ist dann die Sperrkapazität der Diode, die allerdings die Gehäuse- und Diffusionskapazität der Diode mit enthält. Bei einer anderen Sperr-

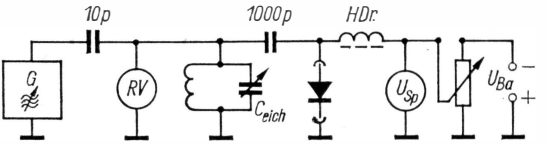


Bild 9 Messung der Sperrschichtkapazität der Diode

spannung müßte eine andere Kapazität wirken. Mit steigender Sperrspannung sinkt die Sperrschichtkapazität. Die besten Ergebnisse erzielt man allerdings mit der Kapazitätsdiode.

1.3. Transistormeßtechnik

Was an anderer Stelle zu unbekannten Röhren gesagt wurde, gilt im übertragenen Sinne zur Notwendigkeit des Messens von Transistorkennwerten. Hinzu kommt, daß Transistoren mehr Exemplarstreuungen haben als z. B. Röhren. Es ist demnach zweckmäßig, sich für seine Schaltung die interessierenden Kennwerte durch Messungen zu verschaffen. Es gibt eine Reihe Meßgeräte, mit denen sich die Stromverstärkung, der Reststrom usw. ermitteln lassen. Es werden nachfolgend eine Reihe von Schaltungen beschrieben, die der Amateur anwenden kann. Die Polarität der Betriebsspannung für die Transistoren der Ge- und Si-Typen wird nicht gesondert erwähnt. Als Beispiel der Meßschaltungen werden Ge-Transistoren vom pnp-Typ verwendet.

1.3.1. Messung der Restströme

Restströme von Ge-Transistoren lassen sich mit Strommessern entsprechender Empfindlichkeit (z. B. Vielfachmesser) gut nachweisen. Si-Transistoren haben sehr geringe Restströme, die im nA-Bereich liegen. Verwendet man also Si-Transistoren, so läßt sich mit der in Bild 10 dargestellten Schaltung nur eine Ja/Nein-Aussage treffen. Bei defekten Transistoren ist am obengenannten Instrument ein merklicher

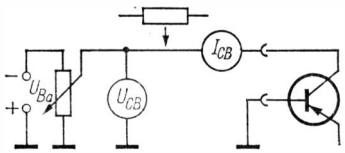


Bild 10
Messung der Restströme des Transistors (z. B. I_{CBO})

Ausschlag vorhanden. Im Bild ist die Messung des Reststroms für einen Ge-pnp-Typ dargestellt. Dort wird der Reststrom I_{CBO} gemessen. Die „0" besagt, daß der Emitteranschluß offen ist. Man regelt die Spannung, von 0 beginnend, so weit, daß ein Strom fließt. Bei einem unbekannten Typ ist die Spannung vorsichtig heraufzuregeln. Leistungstransistoren haben je nach Typ einen Reststrom, der bis in das mA-Gebiet reicht. Zum Schutz des Strommessers kann man vorsichtshalber einen abschaltbaren Vorwiderstand in die Leitung schalten.

1.3.2. Messung der Kniespannung

Zum Vermeiden von Verzerrungen steuert man den Transistor so weit aus, daß sich eine große Krümmung der Kennlinie nicht bemerkbar macht. Dort beginnt die Kniespannung im I_C-U_{CE}-Kennlinienfeld. Den Wert der Kniespannung kann man mit der Schaltung nach Bild 11 messen. Dazu verbindet man Basis und Kollektor und stellt die Batteriespannung ein, bei der der gewünschte Kollektorstrom fließt. Infolge der Verbindung Basis–Kollektor ist $U_{CE} = U_{BE}$. Die bei dem Strom I_C vorhandene Spannung stellt die Kniespannung dar. Für Schalttransistoren ist die Kollektorrestspannung U_{CER} von Bedeutung. Sie muß geringer als die Kniespannung sein. Man steuert basisseitig so aus, daß der Basisstrom etwa 1/10

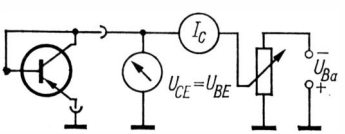


Bild 11
Kniespannung des Transistors

des Kollektorstroms I_C ist, und mißt dann die sich zwischen Kollektor und Emitter einstellende Spannung. Der Widerstand R_C muß verhindern, daß die Spannungsquelle kurzgeschlossen wird (Bild 12).

1.3.3. Messung der Stromverstärkung

Der Transistor ist ein aktiver Vierpol. Vierpolkenngrößen setzen lineare Zusammenhänge voraus. Eine dieser Kenngrößen beim Transistor ist z. B. die Stromverstärkung. Sie ist das Verhältnis des Ausgangs- zum Eingangswechselstrom. Nachstehend werden Meßverfahren zu den Vierpolparametern des Transistors beschrieben. Für die h-Parameter wird die Meßfrequenz von 1 kHz verwendet, da mit guter Näherung die Parameter reell sind. Hat man Aussteuerungen, wie sie bei Leistungstransistoren üblich sind, so kann man nicht von linearen Verhältnissen ausgehen. In solchen Fällen benutzt man für die Stromverstärkung die sogenannte „Großsignalstromverstärkung". Die Bezeichnung dafür ist $B = I_C/I_B$ (Gleichströme). Das Verhältnis läßt sich für einige Anwendungsfälle als Kriterium benutzen. Bild 13 zeigt eine einfache Meßschaltung. Man legt eine Spannung U_{BE} zwischen Basis und Emitter des Transistors und mißt den Basisgleichstrom I_B. Ferner wird die Batteriespannung U_B über den Strommesser zwischen Kollektor und Emitter gelegt. Es fließt der Kollektorstrom I_C. Daraus kann man das Verhältnis beider Ströme bilden.

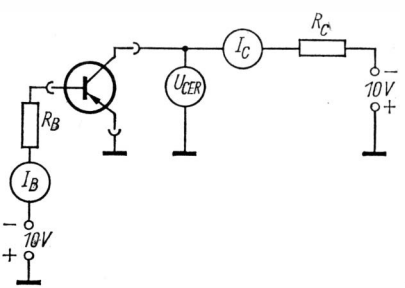


Bild 12
Kollektorrestspannung des Transistors

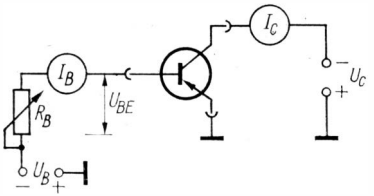


Bild 13
Stromverstärkung B des Transistors

1.3.4. Kurzschlußstromverstärkung h_{21e}

Dabei muß der Kollektorkreis wechselstrommäßig im Kurzschluß betrieben werden. Das heißt, der Widerstand R_C (Bild 14) ist gegenüber $1/h_{22e}$ niederohmig. Wie man aus der Schaltung weiter erkennt, wird der Basiswechselstrom durch den Widerstand R_v bestimmt, da er hochohmig gegenüber dem Eingangswiderstand h_{11e} ist. Setzt man nun die Spannung des NF-Generators U_k (1 kHz) ein, so ergibt sich der Basiswechselstrom zu

$$I_{ba\sim} = \frac{U_k}{R_v + h_{11e}} . \tag{6}$$

Für den Kollektorwechselstrom erhält man

$$I_{c\sim} = \frac{U_c}{R_C} . \tag{7}$$

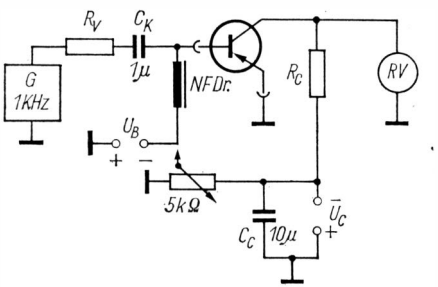


Bild 14 Kurzschlußstromverstärkung h_{11e}

Setzt man zur Ermittlung von h_{21e} beide Ströme ins Verhältnis, so ist

$$h_{21e} = \frac{U_c \cdot R_v}{U_k \cdot R_C} = \text{konstant} \cdot U_c \,. \tag{8}$$

Unter Vernachlässigung von h_{11e} wird die Konstante 10, wenn $U_{keff} = 0{,}1$ V, RV in mV, anzeigt, $R_v = 100\,k\Omega$ und $R_C = 100\,\Omega$. Unter diesen Voraussetzungen zeigt RV die Kurzschlußstromverstärkung h_{21e} sofort an. Es ist noch zu beachten, daß der Kopplungskondensator mindestens $1\,\mu F$ beträgt. Für C_C verwendet man $10\,\mu F$. Der Blindwiderstand der Drossel soll mindestens $10^4\,\Omega$ haben. Mit den Batterien U_B und U_C ist der Arbeitspunkt einzustellen.

1.3.5. Kurzschlußeingangswiderstand h_{11e}

Die Meßschaltung nach Bild 15 ist ähnlich der in Bild 14. Auch in diesem Fall beträgt die Kollektorwechselspannung 0. Für C_C verwendet man $100\,\mu F$. Durch R_v wird erreicht, daß der Basisstrom konstant bleibt. In Verbindung mit Gl. (6) ist I_b bekannt. Mit U_{be} (gemessen durch RV) ergibt sich nun

$$h_{11e} = \frac{U_{be\sim}}{I_{b\sim}} \,. \tag{9}$$

Der Arbeitspunkt läßt sich wieder mit den Batterien einstellen. U_k beträgt 0,1 V, so daß $I_{b\sim}$ etwa $1\,\mu A$ ist.

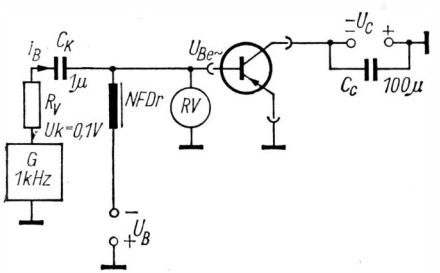


Bild 15 Kurzschluß-Eingangswiderstand h_{11e}

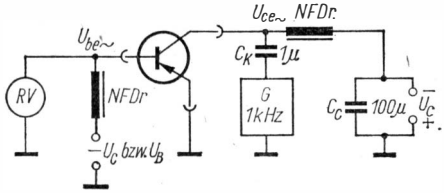


Bild 16 Leerlauf-Spannungsrückwirkung h_{11e}

1.3.6. Leerlaufspannungsrückwirkung h_{12e}

Die NF-Drossel im Kollektorkreis (Bild 16) führt die Gleichspannung an den Kollektor. Der NF-Generator kann zwischen Kollektor und Bezugspotential gelegt werden ($C_C = 100\,\mu F$). Mit RV mißt man die Leerlaufspannung $U_{be\sim}$. Mit den Batterien stellt man wieder den Arbeitspunkt ein. Durch Messung der beiden Spannungen $U_{ce\sim}$ und $U_{be\sim}$ erhält man mit der Verhältnisbildung

$$h_{12e} = \frac{U_{be\sim}}{U_{ce\sim}}. \tag{10}$$

Wenn beide Spannungen im gleichen Meßbereich gemessen werden, kürzt sich die Dimension heraus.

1.3.7. Leerlaufausgangsleitwert $h_{22\sim}$

Durch die Abstimmung des Schwingungskreises auf die Meßfrequenz erreicht man, daß $I_{b\sim}$ ist. Die Güte des Kreises wählt

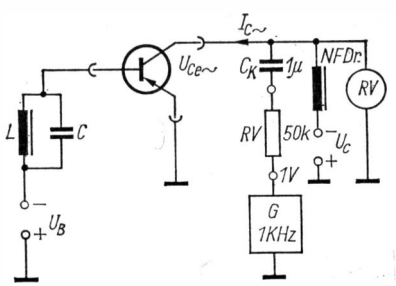


Bild 17 Leerlauf-Ausgangsleitwert h_{22e}

man so hoch, daß ein Resonanzwiderstand von etwa 10 kΩ möglich ist. Aus Bild 17 erkennt man, wie der Generator über $R_v \approx 50$ kΩ an den Kollektor des Transistors angeschlossen wird. Für U_k wählt man 1 V. Der Kondensator C_k hat wieder 1 µF und der Blindwiderstand der Spule 10 kΩ.
Die Resonanzbedingung — zu erkennen an der höchsten Spannung — läßt sich mit dem RV feststellen. Beim Meßvorgang ist zu beachten, daß die Spannungsamplituden sehr klein sind, um der differentiellen Aussteuerung Rechnung zu tragen. Nach diesen Vorbereitungen ergibt sich für

$$h_{22e} = \frac{I_{c\sim}}{U_{ce\sim}} . \tag{11}$$

1.3.8. Kurzschlußeingangsleitwert y_{11e}

Verwendet man den Transistor in Frequenzbereichen, bei denen die Transistorparameter nicht mehr reell sind, so gelten die Werte der h-Parameter, die in den vorangegangenen Abschnitten genannt worden sind, nicht mehr. Für die Berechnung solcher Transistorschaltungen benutzt man die y-Parameter (Theorie der Vierpole). Nachstehend sollen einige Schaltungen erläutert werden (Bild 18). Ist der Transistor nicht an den Kreis gekoppelt, so ergibt sich ein Schwingkreis, bei dem die Resonanzfrequenz mit dem geeichten Drehkondensator verändert werden kann. Der Resonanzwiderstand des Kreises wird noch durch das Potentiometer zusätzlich beeinflußt. Da man aber Leitwerte messen will, muß das Potentiometer in

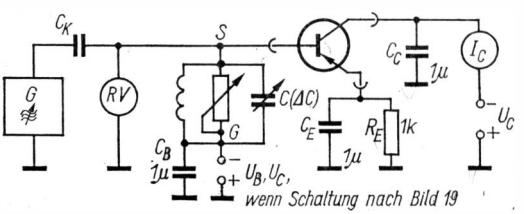


Bild 18 Kurzschluß-Eingangsleitwert y_{11e}

Leitwerte geeicht werden. Es gilt ja bekanntlich Leitwert $G = 1/R$. Paßt man L und C des Kreises an die Frequenzverhältnisse an, dann wird man im Zusammenhang mit dem Transistor Resonanzbedingungen bis 30 MHz realisieren können. Solange sich der Eingang des Transistors an den Kreis ankoppeln läßt, wird man auch noch bei höheren Frequenzen Resonanz bekommen. Soll nur der Blindleitwert des Transistors ermittelt werden, so müßte sich das Meßverfahren noch bis 100 MHz anwenden lassen. Es wäre dann eine Kopplungskapazität zum Transistor und zum Kreis erforderlich. Sie müßte in der Größenordnung der Eingangskapazität des Transistors liegen.

Nun zum Meßverfahren. Mit den Batterien stellt man den gewünschten Arbeitspunkt ein und schließt den Transistor an den Kreis an. Mit der Kapazität wird nun Resonanz eingestellt (C). G befindet sich in Minimum-Stellung. Nach diesem Vorgang trennt man den Transistor wieder vom Kreis und stellt mit C erneut Resonanz her (am Ausschlag des RV zu ersehen). Dabei zeigt sich, daß die Kapazität um Δ C vergrößert werden muß. Des weiteren ist die Stellung des Potentiometers auf den Wert Δ G zu ändern, was man an der gleichen Höhe des Ausschlags am RV erkennt. Damit kennt man die gesuchten Größen. Es sind $\Delta G = g_{11e}$ der Realteil des Eingangsleitwerts und $\Delta C = C_{11e}$ die Kapazität. Also ist der Eingangsleitwert

$$y_{11e} = \frac{I_{b\sim}}{U_{be\sim}} = g_{11e} + jb_{11e} = g_{11e} + j\omega C_{11e}\,. \qquad (20)$$

Nach der Schaltung ist die Bedingung $U_{ce} = 0$ erfüllt. Auf Grund der Voraussetzung „linearer" Bedingungen zur Messung der Parameter darf die Basiswechselspannung nicht höher als 10 mV (besser 5 mV) werden. Der Kondensator C_C muß mit seiner Kapazität einen Kurzschluß für die Meßfrequenz bilden.

1.3.9. Kurzschlußausgangsleitwert y_{22e}

Mit der vorstehend beschriebenen Schaltung kann man auch y_{22e} messen. Man muß dann den Transistor mit dem Ausgang an den Kreis ankoppeln. Bild 19 zeigt dafür eine Variante. Die Kondensatoren an der Basis und am Fußpunkt des Kreises müssen wieder für die Betriebsfrequenz einen Kurzschluß darstellen. In der Schaltung nach Bild 19 wurde ein Strommesser für den Kollektorgleichstrom eingeschaltet. Das ist ähnlich auch in der Schaltung nach Bild 18 möglich (Arbeitspunkt). Bei diesen Messungen muß noch auf die mögliche Schwingneigung der Meßschaltung hingewiesen werden. Da bei höheren Frequenzen leicht Schwingungen auftreten, ist vor dem Messen eine Kontrolle durchzuführen. Es darf z. B. bei abgeschaltetem Generator kein Ausschlag am RV vorhanden sein.

1.3.10. Kurzschlußsteilheit y_{21e}

Das Verfahren (Bild 20) ist nicht leicht zu überschauen. Es soll trotzdem einiges vorausgesetzt und nur das Meßergebnis näher betrachtet werden. Gemäß der Beziehung für y_{21e} gilt

$$y_{21e} = \frac{I_{c\sim}}{U_{be\sim}} = g_{21e} + jb_{21e} = |\, y_{21e}\,| \cdot e^{j\varphi_{21}}; \qquad (13)$$

I in mA, U in V.

Hierbei muß $U_{ce} = 0$ sein. Das wird durch C_N und G_N erreicht. Durch richtige Einstellung ergibt sich für $I_c = I_1 - I_2$ eine Kompensation. Also ist U_{ce} nicht vorhanden, was man am RV erkennen kann. Die Spannung des HF-Generators wird über einen Transformator an den Prüfling angekoppelt. Bei Ab-

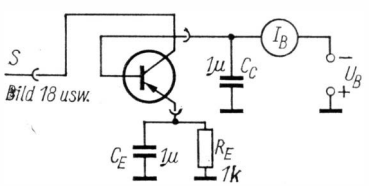


Bild 19
Kurzschluß-Ausgangsleitwert y_{22e}

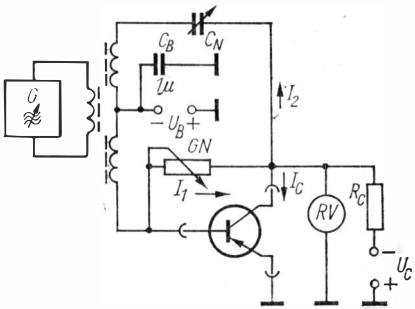


Bild 20
Kurzschlußsteilheit y_{21e}

gleich ($U_{ce} = 0$) sind $g_{21e} = G_N$ und $b_{21e} = -\omega C_N$. Demnach ist der Betrag von y_{21e}

$$|y_{21e}| = \sqrt{G_N^2 + (\omega C_N)^2} \quad . \tag{14}$$

Der Winkel φ ist

$$\varphi = -\arctan \frac{\omega C_N}{G_N}. \tag{15}$$

Was über die Dimensionierung der Bauelemente der bereits beschriebenen Schaltungen gesagt wurde, gilt auch in dieser Schaltung.

1.3.11. Kurzschlußrückwirkungsleitwert y_{12e}

Es muß $U_{be} = 0$ sein. Durch die Spannung U_k des HF-Generators wird über C_k der Kollektor mit HF-Spannung beaufschlagt. Der HF-Transformator muß mit seinen Wicklungen so angeschlossen werden, daß die Neutralisation möglich ist. Dazu stellt man C_N und G_N so ein, daß U_{be} verschwindet, was mit dem RV angezeigt wird (Bild 21). Es sind damit $g_{12e} = -G_N \cdot u$ und $C_{12e} = -C_N \cdot u$, mit $u = U_N/U_k$. Man muß demnach mit dem RV noch die Neutralisationsspannung messen. Es ergibt sich also

$$y_{12e} = g_{12e} + j\omega C_{12e} \, . \tag{16}$$

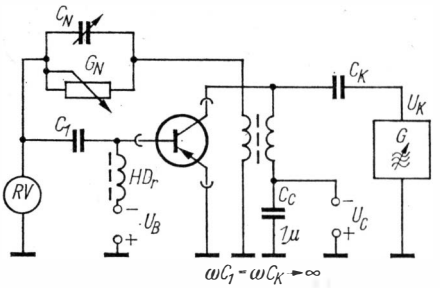


Bild 21 Kurzschluß-Rückwirkungsleitwert y_{21e}

1.3.12. Einfacher Nachweis von Schwingeigenschaften

Für einige Anwendungsfälle genügt es bereits, daß der Transistor in einer Oszillatorschaltung arbeitet. So ist es auch leicht möglich, Exemplare und Typen dynamisch zu vergleichen. Bild 22 zeigt eine mögliche Schaltung. Sie eignet sich für Transistoren geringer Leistung. Mit einer Steckvorrichtung lassen sich die Prüflinge leicht auswechseln. Die Batteriespannung ist nicht kritisch, mit 4,5 V kann bereits gearbeitet werden. Das RV zeigt die gewonnene Wechselspannung an. Sie kann man im Verhältnis zur Gleichspannung betrachten

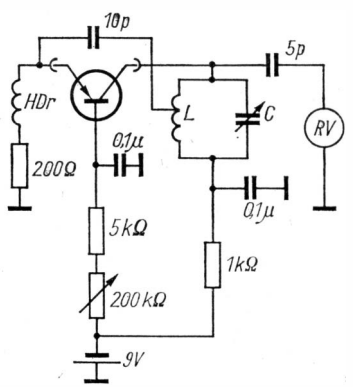


Bild 22
Nachweis der Schwingeigenschaften

oder Vergleiche zu anderen Transistoren anstellen. Mit dem Potentiometer läßt sich die Basisspannung verändern, so daß man beispielsweise den Aussetzpunkt für die Schwingungen ermitteln kann.

1.3.13. Durchbruchspannung

Die Kenntnis der Durchbruchspannung hat besonders beim Leistungstransistor Bedeutung, da dieser manchmal bis an seine Grenzwerte betrieben wird (weil z. B. gerade kein anderes Exemplar vorhanden ist). Trotzdem muß die Schaltung noch zuverlässig arbeiten. Für diesen Fall ist eine Orientierungsmessung der Druchbruchspannung des Transistors erforderlich. Falls man diese völlig exakt messen kann, ist trotzdem die Spannung nicht voll auszunutzen. Mit der Schaltung nach Bild 23 läßt sich die Durchbruchspannung bei Si-Transistoren mit einiger Näherung messen. Infolge der geringen Restströme ist es zweckmäßig, als Spannungsmesser einen Oszillografen zu benutzen. In dieser nicht vorhanden, so kann man den Spannungsmesser vor dem R_V anschließen und den von ihm angezeigten Spannungsabfall (kurz vor dem Durchbruch) berücksichtigen. Man erhält zwei Grenzwerte der Durchbruchspannung. Der eine ergibt sich bei offener Basis (Durchbruchspannung relativ gering), der andere ist bei kurzgeschlossener Basis vorhanden. Zwischen beiden Möglichkeiten liegt der Betriebsfall. Deshalb ist der wirksame Widerstand R_{BE} in seiner Größe wichtig. Dabei muß man beachten, ob R_{BE} komplex ist, ob Oberwellen wirken können, in welcher Weise

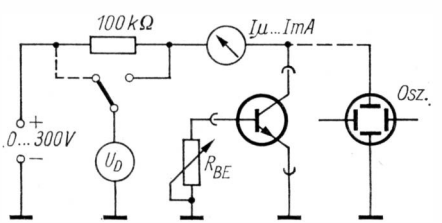


Bild 23
Durchbruchspannung

ein Impulsbetrieb (Flankensteilheit) R_{BE} beeinflußt usw. In der Meßschaltung wurde ein R_{BE} von 1 kΩ gewählt (in der Praxis können das aber wenige Ohm sein). Der Vorwiderstand von 100 kΩ soll den Strom im Augenblick des Durchbruchs berücksichtigen, d. h. begrenzen. Der Meßvorgang beginnt damit, daß die Batteriespannung, von 0 beginnend, erhöht wird. Dazu ist der Strom zu beobachten. Sehr gute Transistoren (Si-Typen) haben bis kurz vor dem Durchbruch einen Strom, der 20 μA nicht übersteigt. Im Augenblick des Durchbruchs ist dann ein lawinenartiger Stromanstieg zu beobachten. Die dabei erforderliche Spannung bezeichnet man als Durchbruchspannung. Sie kann bei Leistungstransistoren bis zu mehreren hundert Volt betragen. Es gibt auch Transistoren, bei denen der Strom stetig mit der Batteriespannung ansteigt. Der Übergang vom Sperrverhalten zum Durchburch ist kaum zu merken. In solchen Fällen definiert man einen Strom und bezeichnet, wenn dieser Strom überschritten wird, die dazu erforderliche Spannung als Durchbruchspannung. Natürlich muß dieser Wert in der zu erwartenden Durchbruchspannung liegen. Es ist ja nicht ausgeschlossen, daß der Transistor einen Defekt aufweist. Für den genannten Fall könnte ein möglicher Strom 200 μA haben. Benutzt man als Spannungsmesser die Auslenkung des Elektronenstrahls eines Oszillografen, so ist eine Eichung mit Gleichspannung erforderlich.

1.3.14. Statische Messungen bei Feldeffekttransistoren

Zur Überprüfung von Feldeffekttransistoren muß man sich unbedingt zunächst mit den Kenndaten des Transistors vertraut machen (z. B. Applikation MOSFET des Kombinat VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt/Oder, VEB *Funkwerk* Erfurt). Zur Begrenzung des Drainstroms legt man einen Widerstand von 200 Ω in die Zuleitung zum Anschluß der Elektrode (diese Maßnahme ist erforderlich, wenn die Gate-Source-Spannung ungewollt einen zu hohen Wert bekommt). Erst nachdem der FET an die Meßschaltung angeschlossen ist (Bild 24), kann der Kurzschluß zwischen Gate und Source beseitigt werden. (Es gibt FET, bei denen eine Schutzdiode mit vorgesehen ist.)

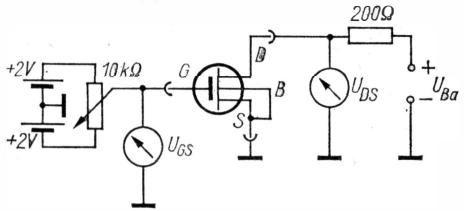


Bild 24 Statische Messungen am FET

Jetzt kann man die Spannung für den Arbeitspunkt einstellen. Bei der Umpolung dieser Spannung (siehe Schaltung) darf die Strecke zwischen den FET-Anschlüssen nicht offen werden. Der Strom I_D läßt sich durch Spannungsabfall am Widerstand nachweisen. Durch Änderung der Gate-Source-Spannung und demzufolge des Drainstroms kann man die Steilheit ermitteln.

1.4. Statische Messungen an Integrierten Schaltkreisen

Durch Anlegen der Betriebsspannungen kann man sich vergewissern, ob der Schaltkreis seine statischen Parameter einhält. Diese Feststellung gilt auch für die Hybrid-Schaltkreise der Keramischen Werke Hermsdorf. Der Schaltkreis wird auf eine Fassung aufgesteckt (wenn nicht vorhanden, dann einlöten). Da sehr oft NAND oder NOR in den Schaltkreisen

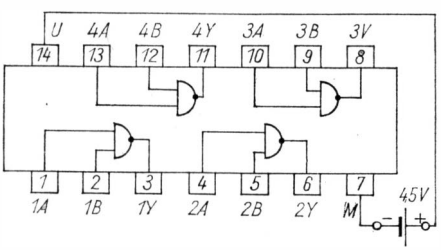


Bild 25 Statische Messungen am Integrierten Schaltkreis

untergebracht sind, ist es des weiteren zweckmäßig, die gewünschten Betriebsbedingungen durch Umschaltungen zu schaffen. Das in Bild 25 dargestellte Schaltbeispiel läßt sich auf die unterschiedlichsten Typen erweitern. Ausführungen über logische Bausteine findet der Leser in [8]. Im Bild wurde der Schaltkreis D 100 C von HFO dargestellt. Danach ist eine Batteriespannung von 4,5 V (Flachbatterie) an die Anschlüsse U_S und M zu legen. Zur genauen Kontrolle sind die Spannungen der Datenliste einzustellen. Zur Überprüfung des ersten NAND schaltet man ein Voltmeter zwischen = und M und mißt „0", wenn die Eingänge 1 und 2 offen sind. Legt man dagegen an 1 und 2 Massepotential, so mißt man zwischen 3 und M „L" (Spannung). Wird an 1 und 2 + 0,4 V geschaltet, dann ergibt sich wieder „0" zwischen 3 und M. Legt man 1 an M und 2 an + 0,4 V, so erhält man „L" auch zwischen 3 und M. Es stellt sich das gleiche Meßergebnis ein, wenn 2 an M und 1 an + 0,4 V liegen. Auf diese Weise können auch die anderen NAND gemessen werden.
Diese kurze Erklärung zeigt, daß statische Messungen an Integrierten Schaltkreisen nur in Verbindung mit den Datenangaben der Herstellerfirmen möglich sind.

1.5. Einige Messungen an Thyristoren

Diese steuerbaren HL-Dioden werden immer mehr in der Amateurtechnik angewendet. Es werden deshalb einige Schaltungen angegeben, mit denen sich die wichtigsten Kenngrößen ermitteln lassen.

1.5.1. Durchlaßstrom und Durchlaßspannung

Man benötigt ein Stromversorgungsgerät (auch Batterie), dessen Spannung veränderlich ist und das die gewünschten Ströme abgeben kann. Mit R_V kann zwar der Durchlaßstrom begrenzt werden; man sollte aber möglichst von der späteren Schaltung ausgehen. Wird die Zündspannung an das Gate gelegt (Bild 26), dann fließt der Durchlaßstrom, wenn die Span-

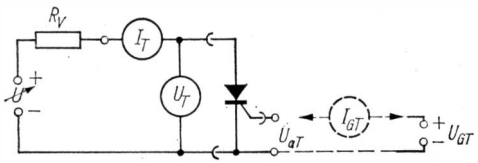


Bild 26 Durchlaßspannung und -strom, Zündstrom und -spannung

nung (+) an der Anode anliegt. Mit den Instrumenten I_T und U_T mißt man den Durchlaßstrom bzw. die Durchlaßspannung.

1.5.2. Sperrstrom und Sperrspannung

In dieselbe Schaltung steckt man den Thyristor umgekehrt in vorgesehene Anschlußmöglichkeit. Ohne daß man den Thyristor zündet, ist die Batteriespannung langsam zu erhöhen. Das geschieht bis kurz vor dem Durchbruch, der sich durch starkes Ansteigen des Sperrstroms zeigt. Da der Sperrstrom sehr gering ist, läßt sich ein Netzgerät geringer Leistung verwenden. Der Widerstand R_V kann für diese Messung einen Wert bis zu 100 kΩ erhalten. Die sich ergebende Sperrspannung ist mit den Datenangaben zu vergleichen.

1.5.3. Zündstrom und Zündspannung

Der Thyristor ist in Durchlaßrichtung gemäß Bild 26 anzuschließen. Man legt eine Spannung U_D von 12 V an. Sodann ist die Zündspannung einzuschalten und auf den Wert zu bringen, bei dem der Zündstrom den vorgesehenen Daten entspricht. Die Zündspannung U_{GT} wie der Zündstrom I_{GT} ermöglichen jetzt die Berechnung des Wertes der Zündleistung; diese muß der Zündgenerator abgeben.

1.5.4. Freiwerdezeit

Dieser Parameter ist ebenfalls bedeutungsvoll für den Einsatz des Thyristors. Dazu gibt es Meßschaltungen, die man aus der Literatur ersehen kann. Die Freiwerdezeit liegt bei etwa 20 μS.

2. Messungen am Empfänger

Es soll an Hand einiger Messungen am Empfänger ein Einblick in die vielfältigen Meßprobleme dieser für den Funkamateur so wichtigen Einheit gegeben werden. Bei transistorisierten Empfängern kann man einige Hinweise berücksichtigen.

2.1. Messung der Empfindlichkeit

Zur Beurteilung der Empfindlichkeit bei Empfängern haben sich einige Angaben bewährt. In früheren Jahren, als die UKW-Technik noch nicht verbreitet war, galt als Empfindlichkeitsangabe der Wert der Eingangsspannung, der bei 30%iger Modulation am Ausgang des Empfängers 50 mW Nutzleistung verursachte. Danach hätte man beispielsweise eine Empfindlichkeit von 20 μV.
Bild 27 zeigt eine Schaltung zur Messung dieser Angabe. Es wird das HF-Signal bei 30-%-Modulation einer 400-Hz-NF-Frequenz über die künstliche Antenne an den Empfänger gegeben. Die Regler für Lautstärkebeeinflussung werden voll aufgedreht. Der Regler zur Beeinflussung der Tonqualität ist auf „hell" zu stellen. Am Ausgang des Empfängers folgt die definierte Belastung für die Schwingspule des Lautsprechers

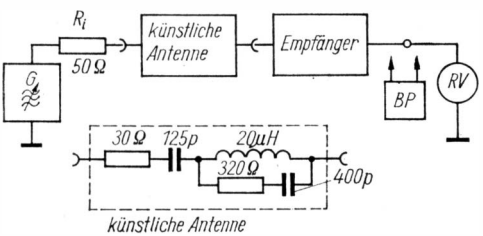


Bild 27 Messung der Empfindlichkeit

(2Ω). Der zwischen dieser Belastung und dem Anzeigeinstrument liegende Bandpaß ist zur Unterdrückung eventueller Netzspannungsgeräusche erforderlich. Unter diesen Voraussetzungen kann man jetzt die Empfindlichkeitsmessung durchführen. Da selbstgebaute Empfänger noch manche Tücken haben, wird es zweckmäßig sein, zu kontrollieren, ob die Ausgangsspannung verzerrungsfrei ist. Auf diese Weise läßt sich auch überprüfen, ob man den Empfänger tatsächlich genau auf die Frequenz des HF-Generators abgestimmt hat. Nach heutigen Gesichtspunkten ist die Messung der Empfindlichkeit etwas abgewandelt. Bei gleicher Meßschaltung, den künstlichen Antennen für L, M, K und Anpassung des Eingangs bei UKW (Modulation bei UKW mit 1 kHz und 12 kHz Frequenzhub) gibt man die HF-Spannung auf den Eingang, bis die 50 mW am Ausgang vorhanden sind. Hierbei wird ermittelt, welches Geräuschspannungsverhältnis (Signal zu Rauschen) vorhanden ist; dazu schaltet man die Modulation kurzzeitig ab. Das wird auch dadurch erreicht, indem man bei eingeschalteter Modulation ein veränderliches Dämpfungsglied zwischen Last und Ausgangsinstrument schaltet; dabei muß der gleiche Wert am Instrument angezeigt werden wie ohne Modulation. Ist das Verhältnis Signal zu Rauschen größer 26 dB (Spannungsverhältnis 20), so nennt man diese Empfindlichkeit verstärkungsbegrenzt. Bei kleinerem Verhältnis bezeichnet man diese als geräuschbegrenzte Empfindlichkeit. — Nähere Angaben hierzu sind aus der Spezialliteratur zu ersehen.

Nachfolgend nun noch einige Erläuterungen zur Grenzempfindlichkeit. Mit der Angabe n in kT_0-Einheiten erfaßt man die Rauscheigenschaften des Empfängers. Dazu die Anwendung von Grenzempfindlichkeiten bei 2-m- und 70-cm-Empfängern. Zur Messung der Grenzempfindlichkeit benötigt man eine sogenannte Rauschdiode, deren R_i gleich dem Anpassungswiderstand R_e des Empfängers sein muß. Die sonstigen Bedingungen der Wellenwiderstände von Steckern und Kabeln müssen mit R_i bzw. R_a übereinstimmen. Beim Messen ist wie folgt zu verfahren: Bei nicht eingeschalteter Rauschdiode wird die Ausgangsspannung U_r des Empfängers gemessen. Für diese Messung benötigt man keinen Bandpaß

Bild 28
Messung mit Rauschdiode

(Bild 28). Nun wird die Rauschdiode eingeschaltet, was mit der veränderlichen Heizspannung geschieht. Den an der Rauschdiode meßbaren Sättigungsstrom verändert man nun so weit, bis am Ausgangsspannungsmesser das 1,4fache der Spannung U_r vorhanden ist. Für den Rauschfaktor ergibt sich

$$n = 20 \cdot I_S \cdot R_e \; ; \qquad (17)$$

I in A, R in Ω, n in kT_0/Hz.
Ein $n \approx 3$ bis 5 kann von guten Amateurempfängern erreicht werden.

2.2. Trennschärfe

Bei der Messung der Trennschärfe unterscheidet man die Zweizeichen- und Einzeichentrennschärfe. Die Einzeichentrennschärfe soll nachstehend beschrieben werden. Die Meßschaltung [18] ist die gleiche wie bei der Rauschmessung, jedoch benötigt man kein Dämpfungsglied. Die Regelspannung bei geregelten Überlagerungsempfängern ist auszuschalten. An Stelle der Regelspannung legt man eine konstante Gleichspannung an, bei der der Empfänger unter betrieblichen Bedingungen gerade noch nicht regelt (HF-Amplitude). Im abgestimmten Zustand ist jetzt eine so hohe HF-Spannung an den Eingang des Empfängers zu geben, daß möglichst keine Verzerrungen entstehen. Man kann sich auf eine bestimmte konstante Ausgangsleistung orientieren, die z. B. maximal 50 mW sein sollte. Die Trennschärfemessung ist bei unterschiedlicher Bandbreitenstellung (hochfrequenzmäßig) für Stellung „breit oder schmal" durchzuführen. Die Ausgangsspannung in Bandmitte wird registriert und nun nach beiden Seiten die WF-Abstimmung variiert. Dazu trägt man auf der

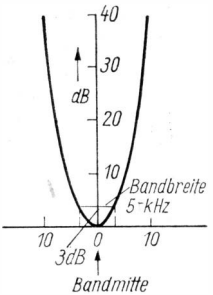


Bild 29
Trennschärfemessung

Abszisse die Verstimmung von Bandmitte nach beiden Seiten auf, und auf der Ordinate wird die jeweilig notwendige Spannung, die die gleiche Ausgangsspannung zur Folge hat, in dB eingezeichnet (Bild 29). Man verändert demnach 2,5 kHz von der Bandmitte die Meßsenderabstimmung und erhöht die HF-Spannung so weit, daß der ursprünglich fixierte Ausgangsspannungswert wieder erreicht wird. Gemäß Bild 29 kann man die Bandbreite, die 9 kHz (Rundfunkempfänger) und die Unsymmetrie erkennen. Dieses Verfahren läßt sich für die Trennschärfemessung des ZF-Verstärkers erweitern. Dann werden höhere HF-Spannungen benötigt.

2.3. Spiegelfrequenzfestigkeit

Es wird wieder die Meßschaltung nach Bild 28 verwendet (ohne Dämpfungsglied). Bei der Empfangsfrequenz ist die Ausgangsspannung des Empfängers zu notieren. Danach stellt man die Abstimmung des Meßsenders auf die Frequenz $f_{sp} = f_e + 2fz$ ($f_o > f_e$) und erhöht die HF-Spannung so weit, daß wieder die gleiche Ausgangsspannung anliegt. Beide HF-Eingangsspannungen setzt man ins Verhältnis; das Verhältnis wird in dB angegeben.

2.4. Störstrahlung des Empfängeroszillators

Bei Empfängern, die von Amateuren hergestellt werden, kommt es nicht selten vor, daß durch ungünstigen Aufbau ein Teil der Amplitude der Oszillatorfrequenz über die Antenne abgestrahlt wird. Die Störstrahlung läßt sich bereits merklich verringern, wenn man mit einer HF-Vorstufe arbeitet. Welche Oszillatorfremdspannung vorhanden ist, kann man mit einem selektiven RV (oder mit HF-Verstärker und RV) messen. Dazu ist allerdings die künstliche Antenne zwischen den Eingang des Empfängers und der Meßeinrichtung zu schalten. Man stimmt also auf die Frequenz des Oszillators ab und mißt die Spannung. Angaben über die zugelassene Höhe dieser Spannung findet der Leser in TGL 20885. Bild 30 zeigt die Meßschaltung.

2.5. Messungen an Röhren- und Transistoroszillatoren

Bild 31 zeigt die Prinzipschaltung für einen Röhrenoszillator. Den schwingenden Zustand bei eingeschalteten Betriebsspannungen kann man allgemein durch fließenden Gitterstrom erkennen. Ist der Widerstand $R_g = 100\ k\Omega$, so darf der Gitterstrom bei vorschriftsmäßig arbeitendem Oszillator nicht mehr als 100 μA betragen. Durch Bedämpfung mit der Hand kann sich der Strom sehr verändern (Abreißen der Schwingung). In diesem Fall steigt der Anodenstrom merklich an. Mit dem RV kann man die vom Oszillator abgegebene Wechselspannung messen. Durch Ankopplung des RV entstehen bei hohen Frequenzen bereits Verstimmungen. Es ist vorteilhaft, die Frequenz mit dem Wellenmesser zu kontrollieren.

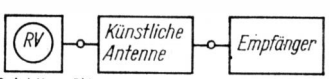


Bild 30
Störstrahlung des Empfängeroszillators

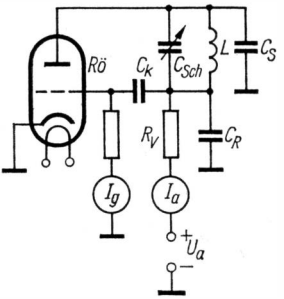


Bild 31
Nachweis des schwingenden Oszillators (z. B. Röhre)

2.6. Aufnahme der Regelkurve

Bei Röhrenempfängern mit automatischer Lautstärkeregelung ist es erforderlich, daß man die Regeleigenschaften kennt. Die Aufnahme der Regelkurve geschieht wie folgt:

— Man verwendet die Schaltung nach Bild 27.
— Die automatische Regelung ist in Betrieb zu nehmen.
— Man stellt eine so große HF-Eingangsspannung ein, daß gerade ein merklicher Anstieg der Empfängerausgangsleistung vorhanden ist. Diesen Wert notiert man (z. B. könnte dazu eine Eingangsspannung von 1 μV notwendig sein – Modulation wieder 400 Hz und m = 30 %).
— Die Eingangsspannung ist nun zu steigern und die sich dazu ergebende Ausgangsspannung wieder zu notieren.
— Werden 500 mW erreicht, so ist der Lautstärkeregler so weit zurückzudrehen, daß sich der hundertste Teil der Leistung ergibt.
— Die Eingangsspannung wird dann weiter erhöht. Der Ausgangswert ist mit 100 zu multiplizieren.

Auf diese Weise erhält man den Verlauf der Regelkurve.

2.7. Demodulationskennlinie

2.7.1. Amplitudendemodulation

Bild 32 zeigt den Prinzipstromlaufplan. An der letzten ZF-

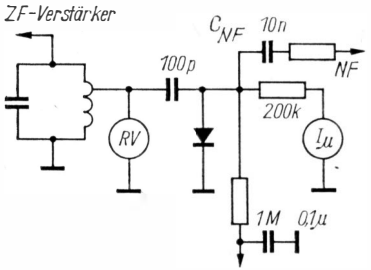


Bild 32
Prinzipschaltung zur Amplitudendemodulation

Stufe wird allgemein die Demodulation wie die Regelspannungserzeugung vorgenommen. Zur Aufnahme der Kennlinie gibt man die HF-Spannung entsprechender Amplitude an die letzte Stufe. Bei vorhandener HF-Spannung an der Diodenstrecke entsteht ein Richtstrom, der mit einem µA-Meter angezeigt werden kann. Trägt man den Strom in Abhängigkeit der HF-Spannung auf, so ergibt sich die Demodulationskennlinie. Wird die HF-Spannung mit 400 Hz bei einem Modulationsgrad von 30 moduliert, so kann die NF-Spannung an C_{NF} abgenommen werden. Durch Bandbreitenmessung am Schwingkreis ist zu erkennen, in welchem Maße eine Dämpfungserhöhung durch den Anschluß der Diode entsteht.

2.7.2. Ratiodetektor

Zur Demodulation von Frequenzmodulation verwendet man sehr oft den Ratiodetektor. Bild 33 zeigt dafür eine vielfach verwendete Schaltung.

Mit dem µA-Meter kann man die Diskriminatorkennlinie aufnehmen, wenn die Diodenspannungen U_{D1} und U_{D2} addiert werden. In der Schaltung wird die Summenspannung $U_{D1} + U_{D2}$ angezeigt. Durch die Kennlinie läßt sich feststellen, bis zu welcher Bandbreite eine verzerrungsfreie Übertragung stattfindet. Außerdem kann man die NF-Spannung am Punkt NF abnehmen.

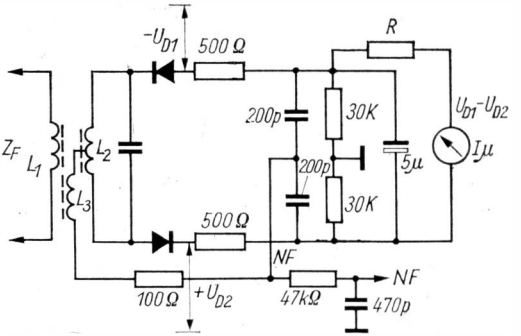


Bild 33 Ratiodetektor

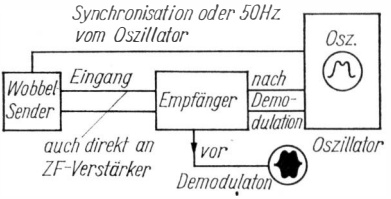


Bild 34
Übersichtsschaltplan zur Wobbelung

2.8. Wobbelung

Es ist sehr aufschlußreich, wenn man die Resonanzkurve von Schwingungskreisen auf dem Bildschirm eines Oszillografen sichtbar machen kann. Bild 34 zeigt den dafür benötigten Wobbelsender und den Oszillografen. Soll nur die Hüllkurve auf dem Bildschirm wiedergegeben werden, so ist die HF-Spannung am Kreis noch gleichzurichten. Den Sender kann man selbst herstellen. Früher benötigte man dazu eine Impedanzröhre, die parallel zum Oszillatorkreis des Senders geschaltet wurde. Die Röhre wurde dann von der Synchronisation des Oszillografen moduliert (Sägezahn). Jetzt läßt sich die Röhre durch eine geeignete Kapazitätsdiode ersetzen. Mit dem Verfahren kann man Wobbelungen am Empfänger selbst durchführen.

3. Frequenzgang von Verstärkern

Der Frequenzgang eines Selektivverstärkers ist von den Elementen der Kreise abhängig. Im einfachsten Fall würde das beispielsweise in Abhängigkeit von der Frequenz eine Resonanzkurve ergeben. Nachstehend soll das Messen des Frequenzgangs von NF- bzw. Breitbandverstärkern beschrieben werden. Je nach dem vorgesehenen Frequenzbereich ist die Verstärkung in Abhängigkeit der Frequenz wissenswert. Die Aufnahme einer derartigen Kurve ist nicht schwierig (Bild 35). Man gibt an den Eingang des Verstärkers die NF- oder HF-Spannung konstanter Amplitude und variiert die Frequenz. Die Eingangsspannung darf nicht so hoch sein, daß an irgendeiner Stelle im Verstärkungszug Übersteuerung auftritt. Es wird mit der Frequenz unterhalb der gewünschten unteren Grenzfrequenz f_u begonnen und dann der Verstärkungsverlauf im Diagramm festgehalten. Die untere und obere Grenzfrequenz ist im Diagramm dort zu erkennen, wo der 0,707fache Maximalwert der Verstärkung gerade unterschritten wird (s. Bild 35). Die Ausgangsspannung kann man je nach Lastverhältnissen, z. B. mit einem RV, messen. Im Fall eines Breitbandverstärkers muß beachtet werden, daß durch den Anschluß des Spannungsmessers keine Beeinflussung des Frequenzgangs eintritt (Kapazität).

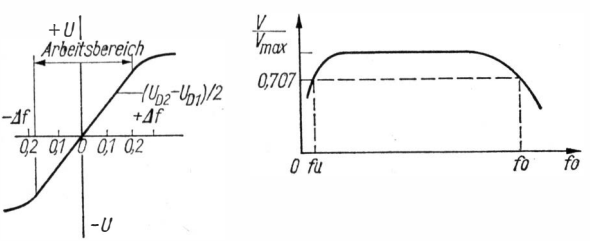


Bild 35 Frequenzgang eines Breitbandverstärkers

4. Klirrfaktormessung

Seit Jahren wird in der NF-Technik erfolgreich an der Verringerung von Verzerrungen gearbeitet (HiFi). Ein Maß für die Verzerrungen ist der Klirrfaktor. Mit der in Bild 36 gezeigten Brücke läßt sich der Klirrfaktor messen. Diese Brücke kann vom Amateur gebaut werden. Es dürfen durch die Meßeinrichtung keine weiteren Verzerrungen entstehen. Das Charakteristische der Brücke ist der Reihenresonanzkreis. Die angegebene Drehkondensatorkapazität ist nur symbolisch zu verstehen, denn für eine Frequenz von 1 kHz reicht bei vertretbarer Induktivität die Kapazität eines üblichen Drehkondensators nicht aus. Man geht so vor, daß für die vorhandene Induktivität die entsprechende Kapazität ermittelt wird. Mit dem Drehkondensator ist dann nur noch eine Korrektur möglich. Der im Kreis befindliche Widerstand R gestattet, nachdem die Resonanz des Kreises eingestellt ist, den Abgleich der Brücke herzustellen. Der Wert des Widerstands richtet sich nach der Güte des Kreises und den Lastverhältnissen. Je niederohmiger R sein kann, um so schärfer ist das Minimum bei Resonanz. Als Richtwert für R kann 100 Ω gelten. Mit einem Effektivwertmesser stellt man fest, wann bei Abgleich des Kreises auf die Frequenz des zu untersuchenden

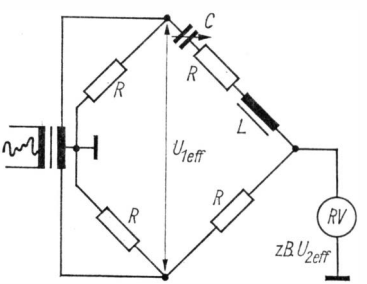


Bild 36
Klirrfaktormeßbrücke

Verstärkers (1 kHz) ein Minimum am Instrument auftritt. Diese Spannung wird registriert. Jetzt ist die Eingangsspannung zu messen, und man erhält dann für den Klirrfaktor

$$K = \frac{2U_{2eff}}{U_{1eff}} . \tag{18}$$

Falls die Eingangsspannung sinusförmig ist, werden die Spannung U_{2eff} und demzufolge auch der Klirrfaktor gegen 0 gehen. Ausgezeichnete Transistorverstärker erreichen für K etwa 0,5 %.

5. Brummspannung an Siebkette

Für relativ viele Anwendungen sind bestimmte Brummspannungsbedingungen am Ausgang der Siebkette einzuhalten. Da die der Gleichspannung überlagerte Brummspannung nicht sinusförmig ist, weist das Meßergebnis mit dem RV erhebliche Meßfehler auf. Eicht man dagegen einen Oszillografen entsprechend, so ergibt sich ein geringerer Meßfehler. Bei hohen Gleichspannungen geht der Fehler, den man durch Messen der Brummspannung mit dem RV erhält, relativ gering in die Verhältnisbildung ein. Zu einer ähnlichen Schlußfolgerung kommt man, wenn man das Verhältnis der Brummspannungen am Lade- und am Siebkondensator bildet. Der Siebfaktor ist (Bild 37)

$$s = \frac{1}{\omega^2 L C_{Si} - 1} \,. \tag{19}$$

Setzt man statt der Netzdrossel einen Widerstand R ein, so ist der Faktor

$$s' = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C_{Si}^2 R^2}} \,. \tag{20}$$

Wenn man die Brummspannungen am Lade- und Siebkondensator auf den Gleichspannungswert bezieht, läßt sich der Fremdspannungsanteil in % angeben.

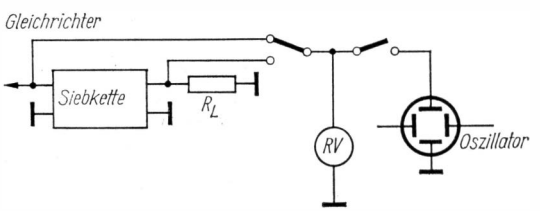


Bild 37 Brummspannung an Siebkette

6. Einige Messungen an HiFi-Verstärkern

In Abschnitt 4. wurde bereits auf den Klirrfaktor eingegangen. Zur Messung des Intermodulationsfaktors benötigt man einen Frequenzanalysator, der dem Amateur kaum zur Verfügung steht. Deshalb wird auf eine Erläuterung des Meßverfahrens verzichtet. In einem Überblick werden nachstehend einige Meßverfahren zur HiFi-Technik und Stereofonie beschrieben.

6.1. Übertragungsbereich

In Abschnitt 3. wurde bereits kurz auf den Frequenzgang von Verstärkern eingegangen. Beim HiFi-Verstärker [4] wird die Pegelschwankung am Ausgang, bezogen auf 1 kHz, gemessen. Die Regler, die den Frequenzgang beeinflussen können, sind in Grundstellung zu bringen, so daß der Frequenzgang nicht beeinflußt wird. Gemäß der Schaltung nach Bild 38 ist je nach Verstärker mit der entsprechenden Ausgangsimpedanz anzuschließen (Vor- und Leistungsverstärker). Ausgangsseitig darf der Frequenzgang ebenfalls nicht beeinflußt werden (Kapazitäten). Der Spannungsmesser muß die Bedingung der Linearität für den Frequenzbereich erfüllen. Im wesentlichen ist die Eingangsimpedanz des Verstärkers zu berücksichtigen. Es sei nur der hochohmige TA-Eingang erwähnt, der eine Parallelschaltung von 47 kΩ mit 250 pF vorsieht. Den Lautstärkeregler stellt man auf maximale Verstärkung ein. Die Eingangs-

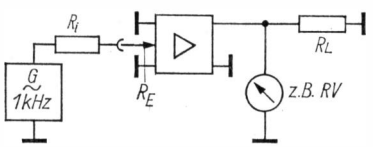


Bild 38
Übertragungsbereich

spannung ist für alle Frequenzen konstant zu halten. Im Bereich 40 Hz ... 16 kHz darf die zulässige Abweichung $\pm$ 1,5 dB und in der Stellung „Entzerrung" des entsprechenden Reglers $\pm$ 2 dB betragen. Die Messung ist durchzuführen mit 6 dB unter dem Wert der Ausgangsspannung, die bei Vollaussteuerung vorhanden wäre.

6.2. Übertragungsmaß bei Stereoverstärkern

Die beiden Übertragungskanäle müssen gleiche Eigenschaften haben, damit keine Bevorzugung „links oder rechts" auftritt. Nach Bild 39 werden beide Kanäle mit demselben Signal angesteuert. Im übrigen verfährt man genauso, wie in Abschnitt 6.1. beschrieben. Die Unterschiede der Übertragungsmaße dürfen maximal 3 dB betragen. Ist ein Balanceregler vorhanden, der eine Änderung um maximal 8 dB erlaubt, darf die Abweichung $\leqq$ 6 dB sein (gilt für den Frequenzbereich 250 Hz ... 6,5 kHz).

6.3. Übersprechdämpfungsmaß

Bild 40 zeigt dazu eine Schaltung. Ein Kanal wird voll ausgesteuert. Der andere Kanal ist eingangsseitig richtig abzuschließen. Infolge von Schaltkapazitäten und dergleichen erhält man am Ausgang des nicht angesteuerten Kanals trotzdem eine Ausgangsspannung. Das Verhältnis beider Ausgangs-

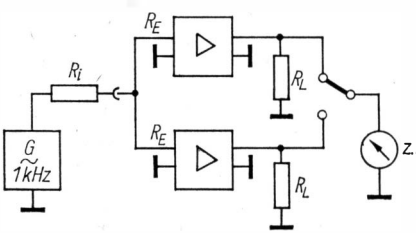


Bild 39
Übertragungsmaß bei Stereoverstärkern

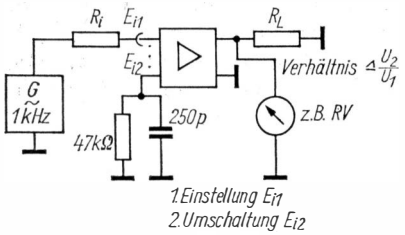


Bild 40
Übersprech-dämpfungsmaß

spannungen ergibt das Dämpfungsmaß. Bei 1 kHz muß das Dämpfungsmaß mindestens 40 dB betragen. Zwischen dem Frequenzbereich 250 Hz ... 10 kHz müssen mindestens 30 dB erreicht werden. Unter dieser Voraussetzung bleibt der Stereoeindruck erhalten.

6.4. Ausgangsleistung und Fremdspannungsabstand

Bei HiFi-Verstärkern muß die geforderte Leistung bei einem minimalen Klirrfaktor zu erreichen sein. Er soll $\leqq 1\,\%$ betragen. Das gilt im Bereich 40 Hz ... 12,5 kHz. Es ist festgelegt, daß die Mindestausgangsleistung 10 W bei Monoverstärkern und 2×6 W bei Stereoverstärkern betragen muß. Der Fremdspannungsabstand muß mindestens 50 dB betragen.

7. Feldstärkemessungen

Vielfach benötigt man bei Tests und zur Aufnahme des Antennendiagramms von Sendeantennen ein Feldstärkemeßgerät. Im Rahmen dieser Broschüre soll sich die Beschreibung auf Messungen im Nahfeld des Senders beschränken. Damit sich die Umweltverhältnisse nicht auf die Charakteristik der Empfangsantenne auswirken können, verwendet man eine Rahmenantenne. Bei der Rahmenantenne ist die wirksame Höhe von der Umgebung unabhängig. Obwohl man in staatlichen Dienststellen das Antennendiagramm des Senders in horizontaler und vertikaler Richtung mit dem Flugzeug ausmißt, erreicht man mit der Rahmenantenne bei konstantem Abstand vom Mittelpunkt der Antenne annähernde Meßergebnisse. Unter Nahfeld versteht man den Abstand von der Sendeantenne mit etwa 10 Wellenlängen. Zur Messung der Feldstärke stellt man die Rahmenantenne in Richtung der Sendeantenne und mißt an den Anschlüssen des Rahmens die Rahmenspannung U_r. Bei empfindlichen Thermoinstrumenten läßt sich auch der Rahmenstrom messen. Nach der folgenden Beziehung kann man dann die Feldstärke im Betrag ermitteln.

$$E = U_r \frac{R \cdot \lambda}{\omega L \cdot 6{,}28 \cdot w \cdot A} ; \qquad (21)$$

E in V/m, ωL in Ω.

U_r — maximale Spannung am Rahmen, R — gesamter Hochfrequenzwiderstand der Rahmenantenne in Ω (ihn kann man durch Bandbreitenmessung ermitteln), A — Rahmenfläche in m^2, λ — Senderwellenlänge in m, w — Windungsanzahl des Rahmens, ωL — Blindwiderstand der Induktivität des Rahmens in Ω.

Es ist nun möglich, daß bei geringer Rahmenspannung (abhängig von Senderleistung) mit dem RV kein ausreichender Ausschlag mehr erzielt wird. In einem solchen Fall kann man die

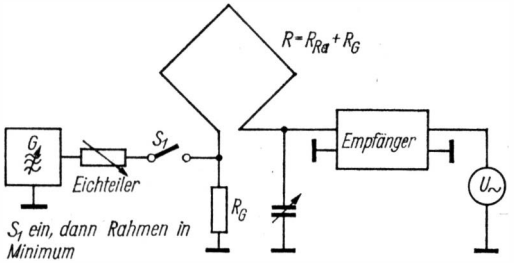


Bild 41 Feldstärkemessung

Spannung an den Eingang eines [3] HF-Verstärkers geben; das kann z. B. auch ein Empfänger oder Breitbandverstärker sein. Die Aufgabe besteht dann darin, daß man eine Vergleichsspannung erhält, die den gleichen Ausschlag am Ausgangsinstrument (Bild 41) verursacht wie die Rahmenspannung. Das kann durch Vergleich mit einem HF-Generator geschehen, dessen Ausgangsspannung bei der Meßfrequenz an einem entsprechend geeichten Spannungsteiler erzeugt wird. Man stellt also zunächst die Ausgangsspannung mit dem Rahmen ein, registriert den Spannungswert und schaltet auf den Generator um. Es wird dann die gleiche Ausgangsspannung eingestellt, damit erhält man $U_r = U_g$. Es läßt sich nun die Feldstärke nach Gl. (21) errechnen. Die anderen Größen in der Gleichung müssen allerdings bekannt sein.

8. Wirksame Antennenhöhe

Will man diese wichtige Größe der Antennentechnik meßtechnisch erfassen, so läßt sich das durch Vergleichsmessung mit der Rahmenantenne erreichen. Die wirksame oder auch effektive Höhe der Rahmenantenne ist.

$$h_w = 6{,}28 \frac{A \cdot w}{\lambda} ; \tag{22}$$

h_w in m, A in m², λ in m.
Soll nun die wirksame Höhe der zu messenden Antenne ermittelt werden, so mißt man mit dem Feldstärkemeßgerät die Antennenspannung U_A sowie die Rahmenspannung U_r, und bei Kenntnis der wirksamen Höhe des Rahmens ist die wirksame Antennenhöhe des Prüflings

$$h_w = h_{wR} \frac{U_A}{U_r} ; \tag{23}$$

h_w in m.
Um die wirksame Höhe der Sendeantenne zu ermitteln, mißt man am Empfangsort die Feldstärke sowie den Antennenstrom am Fußpunkt der Antenne, und wenn man den Ausbreitungskoeffizienten 1 setzt, so wird schließlich

$$h_w \approx \frac{E \cdot r}{377 \cdot I_{Ant}} ; \tag{24}$$

h_w in m, E in mV/m, r — Entfernung bis zum Empfangsort der Feldstärke in km, I_{Ant} in A, 377 Ω — Wellenwiderstand des freien Raumes in Ω.

9. Antennengewinn

Für den Funkamateur ist es von Interesse, den wirklichen Antennengewinn von Kurzwellenantennen, z. B. der V-Antenne, zu messen. Dabei ergeben sich jedoch einige Schwierigkeiten, die die Abmessungen des Vergleichsdipols betreffen. Aus diesem Grund soll nachfolgend das Meßverfahren für Antennen im 2-m- und 70-cm-Band beschrieben werden. Der Amateur möge dann selbst entscheiden, ob er diese Messungen auch im Kurzwellenbereich durchführen kann. Bild 42 zeigt eine Anordnung, wie man den Antennengewinn messen kann. Auf der einen Seite befindet sich die Sendeantenne, die man als Generatorantenne betreibt. In einem Abstand von wenigstens 10 Wellenlängen liegt der Meßort. Nach Möglichkeit sollte man direkte Sicht zwischen beiden Orten haben. Daraus läßt sich erkennen, daß das Verfahren vom Amateur nur in den UKW-Bändern anzuwenden sein wird. Auf der Empfangsseite sind der Empfänger mit dem Anzeigegerät, ein $\lambda/2$-Dipol und die Meßantenne erforderlich. Zunächst mißt man die Empfangsspannung mit dem Dipol, registriert den Meßwert und schließt danach die Meßantenne an. Beide Antennen müssen optimal an den Empfänger angepaßt sein. Die Meßwerte beider Antennen werden ins Verhältnis gesetzt, das man in dB angibt. Das ist dann der Antennengewinn. Bei drehbarer Anordnung der Meßantenne kann man ihr Antennendiagramm aufnehmen. Beim gesamten Meßvorgang dürfen keine Reflexionen vorhanden sein.

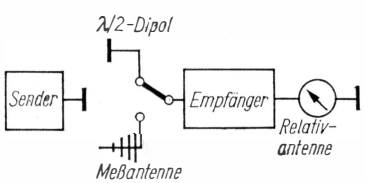


Bild 42
Antennengewinn

10. Modulationsgradmessung

Es werden drei Verfahren zur Messung des Modulationsgrades erläutert. Sendeamateure, die ihren ersten Sender bauen, stellen zunächst einen solchen für Amplitudenmodulation her.

10.1. Verfahren mit Antennenstrom

Durch den Modulationsvorgang erhöht sich der Antennenstrom; die Zunahme ist gering. Aus diesem Grund sind dem Meßverfahren Grenzen gesetzt. Beim Meßvorgang schaltet man ein Thermoinstrument am Ausgang des Senders in die Antennenzuleitung. Es muß vorausgesetzt werden, daß während der Messung die Spannungsverhältnisse der Stromversorgung konstant bleiben. Ferner wird der Sender mit einer sinusförmigen Spannung einer Frequenz moduliert. Der Modulationsgrad ist dann

$$m = \sqrt{2\left(\frac{I^2_{mod}}{I^2_T} - 1\right)} \quad ; \tag{25}$$

m in %, wenn Ergebnis mit 100 multipliziert wird, I_{Mod} — Antennenstrom beim Modulationsvorgang, I_T — Antennenstrom ohne Modulation.

10.2. Modulationsgradmessung mit dem Oszillografen

Dieses Verfahren wird von den Funkamateuren in einigen Abwandlungen benutzt. Bild 43 zeigt das Schirmbild des Oszillografen. Zum Ausmessen der einzelnen Strecken kann man z. B. durchsichtiges Millimeterpapier verwenden. Der Vorteil dieses Verfahrens gegenüber dem vorhergehend beschriebenen

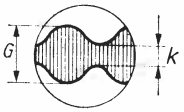


Bild 43
Schirmbild der modulierten Hochfrequenz

besteht darin, daß sich erkennen läßt, ob Verzerrungen beim Modulationsvorgang vorhanden sind. Zum Messen synchronisiert man auf die NF-Frequenz. Der Modulationsgrad ist

$$m = \frac{G - K}{G + K} . \tag{26}$$

Wie aus dem Bild ersichtlich, sind G und K Strecken.

10.3. Modulationsgradmessung mit einem speziellen Meßgerät

Mit dem in Bild 44 gezeigten Meßgerät können Modulationsgrade bis zu 100% gemessen werden. Zur Erläuterung der Schaltung sei folgendes erwähnt [13]:
Die modulierte HF-Spannung legt man mit einer Amplitude von etwa 10 V an den Eingang. Der Meßvorgang beginnt mit dem „Eichen" des Geräts (S1). Mit dem Potentiometer W2 wird auf den Eichpunkt eingestellt. Dieser Punkt, wie überhaupt alle Modulationsgrade, wurde einmal mit dem Oszillografen geeicht. Nun ist S1 in Stellung „Messen" zu bringen.

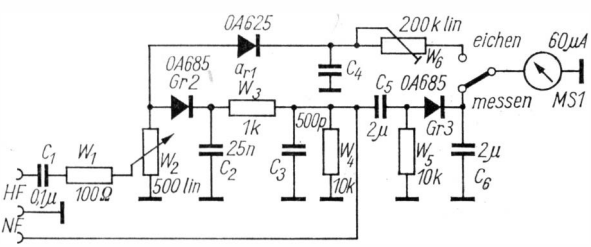


Bild 44 Stromlaufplan eines speziellen Geräts zum Messen von m

Der Modulationsgrad läßt sich jetzt sofort ablesen. Die Zeitkonstante von C4, W6 und dem R_1 des Ms1 ermöglicht eine Spitzenwertanzeige der HF. Ebenso läßt sich durch die Zeitkonstante C5, W5, C6 und R_1 von Ms1 eine Spitzenwertanzeige der NF-Spannung vornehmen. An W4 ist die NF-Spannung mit Kopfhörer zu kontrollieren. Die beschriebene Messung gilt für die Modulierung mit einer konstanten Frequenz. Besprochene Sender lassen sich ebenfalls überwachen, indem man in Stellung „Eichen" die mittlere Schwankung um den Eichpunkt einstellt, während in Stellung „Messen" der mittlere Modulationsgrad angezeigt wird.

11. Einfache Messungen an Lautsprecher und Mikrofon

Jedes dieser Bauelemente verlangt für die erforderlichen Messungen einen umfangreichen Meßgerätepark. Für Lautsprecher und Mikrofon wird ein schalltoter Raum benötigt. Deshalb sind die anschließend beschriebenen Messungen nur als Information zu werten.

11.1. Lautsprecher

Im allgemeinen werden jetzt dynamische Lautsprecher mit Dauermagneten eingesetzt. Besonders bei eisenlosen transistorisierten Endstufen möchte man wissen, welcher Schwingspulenwiderstand vorhanden sein wird. Eine Faustregel besagt, daß der Betrag des Scheinwiderstands bei der Frequenz 1 kHz den 1,25fachen Wert des Gleichstromwiderstands hat. Zur genaueren Aussage gelangt man, wenn die Schaltung nach Bild 45 benutzt wird. Da die Umgebung auf die schwingende Membran zurückwirkt, ist es angebracht, den Lautsprecher in dem vorgesehenen Gehäuse zu betreiben. In Stellung 1 des Schalters legt man die Spannung der Niederfrequenz an und mißt die Spannung an der Schwingspule. Infolge des Widerstands R_V (der im Zusammenhang mit den Eigenschaften des NF-Generators zu sehen ist) ergibt sich damit auch eine Strommessung. Jetzt bringt man den Schalter in Stellung variabler Widerstand und verändert diesen Widerstand (etwa 10 Ω) so

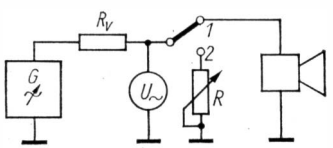


Bild 45
Messung des Schwingspulenwiderstands

lange, bis der gleiche Spannungsabfall auftritt. Dann ist der Betrag des Scheinwiderstands der Schwingspule gleich dem eingestellten Widerstandswert. Auf diese Weise kann man den gewünschten Frequenzbereich durchfahren. Eigenresonanzen im Übertragungsbereich machen sich durch erhöhte Spannung bemerkbar. Will man schließlich eine Information über die abgestrahlten Frequenzen erhalten, so muß man ein Mikrofon mit Verstärker und Anzeigeeinrichtung vor den Prüfling stellen. Das Mikrofon darf keinen zusätzlichen Frequenzgang in die Messung einbringen. Reflexionen können das Meßergebnis sehr beeinflussen.

11.2. Mikrofone

Die Messungen sollen auf die Funktionsbetrachtungen begrenzt werden.

11.2.1. Kohlemikrofon

Dieser Typ ist zumindest bei dem Newcomer sehr beliebt. Als erstes wird man überprüfen, welcher Gleichstromwiderstand vorhanden ist. Er richtet sich nach der anliegenden Batteriespannung. Der Widerstand liegt zwischen 50 ... 200 Ω. Verwendet man die Anordnung nach Bild 46, so läßt sich an der Sekundärseite des Übertrags mit einem RV die Wechselspannung messen, wenn das Mikrofon besprochen wird. Zugleich kann man sich durch Gleichstromwiderstandsmessung davon überzeugen, ob beim Besprechen eine starke Änderung des Widerstands auftritt. Das Mikrofon läßt sich auch als Emitterwiderstand einer Transistorstufe einsetzen. Ist das

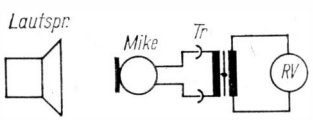


Bild 46
Messung am Mikrofon (z. B. Tauchspulenmikrofon)

Mikrofon in Ordnung, so tritt bei Beschallung des Mikrofons mit einem Lautsprecher (sinusförmige Spannung am Lautsprecher) am Ausgang des Übertragers eine annähernd sinusförmige Spannung auf. Es können Spannungen bis 100 mV gewonnen werden.

11.2.2. Tauchspulenmikrofon

Dieses Mikrofon arbeitet nach dem elektrodynamischen Prinzip. An einer Membran befindet sich eine Spule, die in den Luftspalt des permanenten Magneten hineinragt. Es handelt sich also demnach um einen permanent-dynamischen Lautsprecher. Je nach Schalldruck wird im Mittel eine Wechselspannung von 1 mV erzeugt. Als Betriebsspannung ist keine Gleichspannung erforderlich. Allgemein wird das Mikrofon aus Anpassungszwecken an einen Übertrager angeschlossen. Sein Anpassungswiderstand beträgt 200 Ω. Soll das Mikrofon an den Eingang eines Transistors angepaßt werden, so muß der Transformator ein Übersetzungsverhältnis von 1:4 ... 1:5 haben. Es ist auch möglich, auf noch höhere Ausgangswiderstände zu transformieren. An der Sekundärseite sind demnach z. B. 5 mV zu erwarten. Der Klirrfaktor dieses Mikrofons ist wesentlich geringer als beim Kohlemikrofon. Ebenfalls umfangreicher ist der Frequenzbereich. Die Funktion des Mikrofons läßt sich durch gleichzeitiges Besprechen und Messen der Ausgangsspannung überprüfen. Besser ist es, das Mikrofon mit

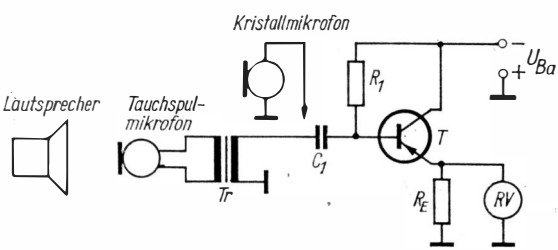


Bild 47 Mikrofon am Transistoreingang

einem Lautsprecher zu beschallen, dessen abgegebener Schalldruck zwischen 50 Hz und 8 kHz variiert werden kann. Infolge der bereits geschilderten Meßmöglichkeiten sind keine allzu hohen Forderungen an die Linearität der vom Mikrofon abgegebenen Spannung über den Frequenzbereich zu stellen. Bild 47 zeigt eine Meßschaltung.

11.2.3. Kristallmikrofon

Auch dieser Mikrofontyp wird noch oft bei den Funkamateuren verwendet. Sein Aufbau ist relativ unproblematisch und deshalb zuverlässig. Nach dem piezoelektrischen Prinzip entsteht bei Beschallung des Mikrofons eine NF-Spannung am Kristall, die bis zu 5 mV betragen kann. Der Klirrfaktor ist geringer als beim Kohlemikrofon, aber höher als beim Tauchspulenmikrofon. Der Anpassungswiderstand beträgt bis zu 500 kΩ. Der Ausgang des Mikrofons ist deshalb abzuschirmen. Der Frequenzbereich wird durch äußere Kapazitäten eingeengt. Bild 47 zeigt eine mögliche Meßschaltung im Zusammenhang mit einer Kollektorstufe. Am Emitterwiderstand R_E wird die Spannung mit dem RV gemessen. Außer der Besprechung ist die Beschallung mit dem Lautsprecher möglich.

12. Plattenspieler

Es sollen nur die einfachsten Messungen dargelegt werden. Die Kontrolle der Umdrehungszahl des Plattentellers geschieht am einfachsten mit dem stroboskopischen Effekt. Die dazu notwendige Scheibe ist in schwarze und weiße Sektoren unterteilt. Bei Beleuchtung der Scheibe mit 50-Hz-Wechselstrom scheint die Scheibe bei richtiger Umdrehungszahl stillzustehen. Bei 78 U/min hat man 77 Sektoren, die man zur Hälfte schwärzen muß, für 33,3 U/min sind es 180. Die vom Tonabnehmer abgegebene Spannung ist beim Abnehmer nach dem elektromagnetischen Prinzip höher als die nach dem piezoelektrischen Verfahren (1 mV ... 10 mV). Der Auflagedruck dieser Tonarmtypen ist auch unterschiedlich. Bild 48 zeigt, wie man den Auflagedruck relativ einfach bestimmen kann. Danach wird ein Faden am Tonarm befestigt, den man über eine Rolle führt, an dessen Ende sich das Gewicht befindet. Ist dieses gerade so groß, daß der Tonarm abhebt, so hat man den Auflagedruck ermittelt. Den Frequenzbereich der gesamten Wiedergabeeinrichtung kann man mit der Frequenzschallplatte messen. Klirrfaktormessungen durch subjektive Beurteilung auf dem Bildschirm des Oszillografen sind möglich, wenn bekannt ist, welchen Klirrfaktor die Frequenzplatte aufweist.

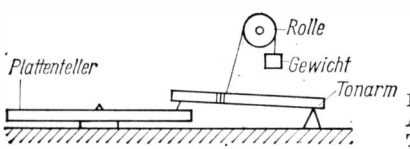


Bild 48
Auflagedruck des Tonarms

13. Oszillograf als Spannungsmesser

Zum Messen der Amplituden von Spitzenspannungen, was beispielsweise bei Impulsspannungen notwendig sein könnte, eignet sich der Oszillograf. Es müssen allerdings die Meßspannungen direkt an die Platten der Bildröhre gelegt werden. Dabei ist es jedoch möglich, daß die Spannung über die Auslenkung des gesamten Schirmes oder darüber hinausgeht. In diesem Fall kann man nur mit Spannungsteiler arbeiten. Er ist mit in die Eichung einzubeziehen. In Bild 49 ist die Umschaltung vom Oszillografen zur Meßspannung und zur Eichspannung dargestellt. Es wird zunächst die Auslenkung am Oszillografen durch die Meßspannung fixiert. Danach nimmt man mit der variablen Gleichspannung die Eichung vor. Man kann also beobachten, daß der Strich (waagerechte Auslenkung) infolge der anliegenden Gleichspannung eine andere Lage erhält. Es ist eine Parallelverschiebung des Striches vorhanden. Wird nun die gleiche Auslenkung durch die Gleichspannung erreicht wie durch die Wechselspannung, so ist die Amplitude gleich der eingestellten Gleichspannung. Im Bild ist als Beispiel die sinusförmige Wechselspannung dargestellt. Danach läßt sich mit der variablen Gleichspannung die Strecke $2U_{max}$ überstreichen.

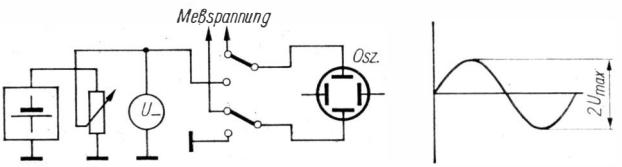


Bild 49 Spannungsmessung mit dem Oszillografen

14. Schaltungen

Aus der vorangegangenen Beschreibung geht hervor, daß für die Messungen immer wiederkehrende Meßgeräte verwendet werden. Dabei wurden die Belange des Amateurs wesentlich berücksichtigt. In diesem Abschnitt soll eine kleine Auswahl wichtiger Schaltungen vorgestellt werden, die sich durchaus mit den Mitteln des Amateurs verwirklichen lassen. Dabei werden auch Anordnungen mit Röhren gezeigt, weil es durchaus Amateure gibt, die den Umgang mit Transistoren noch nicht so weit beherrschen, daß sie ein Meßgerät herstellen können.

14.1. Röhrenvoltmeter

In den vorangegangenen Beschreibungen wurde oft die Abkürzung „RV" verwendet. Unter dieser Kurzbezeichnung ist ein röhren- oder transistorbestücktes Voltmeter zu verstehen. Im folgenden wird nun ein Röhrenvoltmeter beschrieben (Bild 50). Der Schalter S1 gestattet es, wahlweise Wechsel- oder Gleichspannungen zu messen. Als Röhren verwendet man am besten Trioden in einem Glaskolben. Im Beispiel ist die ECC 83 [2] eingesetzt worden. Als Instrument sollte man eine möglichst große Bauart verwenden. Der Vollausschlag ist maßgebend für die erreichte Anzeigempfindlichkeit. Da man Wert auf Konstanz der Anzeige legen sollte, ist die Betriebsspannung zu stabilisieren. Es ist möglich, an Stelle eines Einbauinstruments den vorhandenen Vielfachmesser zu verwenden; dann sind allerdings Anschlußbuchsen vorzusehen. Da sowohl posivite als auch negative Spannungen gemessen werden können, ist für die Umschaltung der Polarität am Einbauinstrument zu sorgen bzw. sind bei von außen angeschlossenen Instrumenten die Anschlüsse zu vertauschen. Die Potentiometer bewirken die Nullpunkteinstellung. Mit Schalter S2 lassen

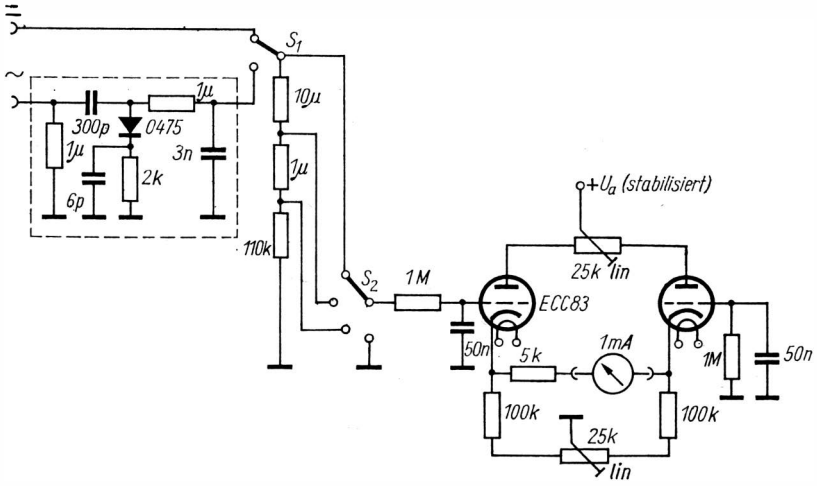


Bild 50
Schaltungsbeispiel für ein Röhrenvoltmeter

sich die Bereiche einstellen. Bei Gleichstrommessungen ist der Eingangswiderstand hochohmig. Man kann deshalb Gleichspannungsmessungen an hochohmigen Spannungsquellen durchführen (z. B. Regelspannungen bei der automatischen Lautstärkeregelung). Die Bereiche lassen sich individuell wählen. Es wird empfohlen, nicht über 1000 V hinauszugehen. In der gezeigten Schaltung können Spannungen bis 0,1 V angezeigt werden (Instrument und Stabilität). Zur Messung noch geringerer Spannungen ist ein Meßverstärker erforderlich. Das trifft besonders bei Wechselspannungsmessungen zu. In der Stellung für Wechselspannungen des Schalters S1 lassen sich Spannungen messen, deren Spannungswert die Sperrspannung der Diode nicht übersteigt. Der Tastkopf gestattet, daß man unmittelbar am Meßobjekt ankoppeln kann. Dieser ist abzuschirmen, und die folgende Gleichspannungsleitung zum eigentlichen Röhrenvoltmeter führt man ebenfalls über eine abgeschirmte Leitung. Obgleich die Schaltung unproblematisch im Nachbau ist, können sich doch einige Schwierigkeiten besonders bei Hochfrequenzmessungen ergeben. Man muß deshalb durch Experiment ermitteln, wo gegebenenfalls noch Erdpunkte angebracht werden müssen. Der Eingangswiderstand bei Wechselspannung hängt von der Höhe der Frequenz ab. Des weiteren grenzt die Eingangskapazität die Verwendung des Geräts ein. Je nach Aufbau wird man aber mit 10 pF rechnen müssen. Problematisch ist die Anzeige des Spannungswertes bei sehr unterschiedlichen Frequenzen. Aus diesem Grund ist es zweckmäßig, die Eichung der Skale mit einem industriell gefertigten RV vorzunehmen. Für einige Anwendungen wird dem Amateur bereits damit geholfen sein, daß er nicht den absoluten Wert der Meßspannung kennt, sondern einen relativen Wert, der sich bei dieser oder jener Schaltungsmaßnahme im Meßobjekt ergibt. Das heißt, die Verwendung als Indikator ist bereits vorteilhaft.

14.2. Transistorvoltmeter

Die dem Amateur zugänglichen Vielfachmesser haben bei Wechselspannungsmessungen einen geringeren Innenwider-

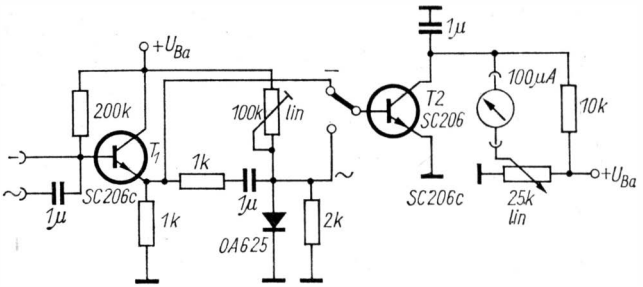


Bild 51 Einfaches Transistorvoltmeter

stand als bei Gleichspannungsmessungen. Mit der Schaltung (Bild 51) lassen sich Eingangswiderstände von 100 kΩ erreichen. Der Transistor ist als Kollektorstufe vorgesehen; seine Stromverstärkung sollte bei 100 liegen. Man kann auch eine Darlington-Stufe verwenden. Die Wechselspannung wird durch D1 gleichgerichtet (übliche Si-Diode) und anschließend in der Brückenschaltung mit T2 an II zur Anzeige gebracht. Mit dem Potentiometer kann der Nullpunkt eingestellt werden. An Stelle des eingebauten Instruments (Vollausschlag 100 µA) läßt sich auch das Vielfachinstrument verwenden. Es können Spannungen von 10 mV gemessen werden. Der Frequenzbereich reicht über das NF-Band hinaus.

14.3. Tongenerator

Bild 52 zeigt eine nach dem Wien-Brücken-Prinzip arbeitende Schaltung [1] für einen leicht nachzubauenden Tongenerator. Infolge des relativ großen Frequenzbereichs, der vom Generator zu erzeugen ist, werden allerdings einige Probleme bei der Gewinnung sinusförmiger Spannungen auftreten. Es sind gegebenenfalls noch einige wirksame Gegenkopplungen zu verwenden, die in der Schaltung mit angegeben werden. Zum Prinzip der Erzeugung der Tonfrequenz läßt sich sagen, daß eine Rückkopplung vom Kollektor von T2 über W6 und C10

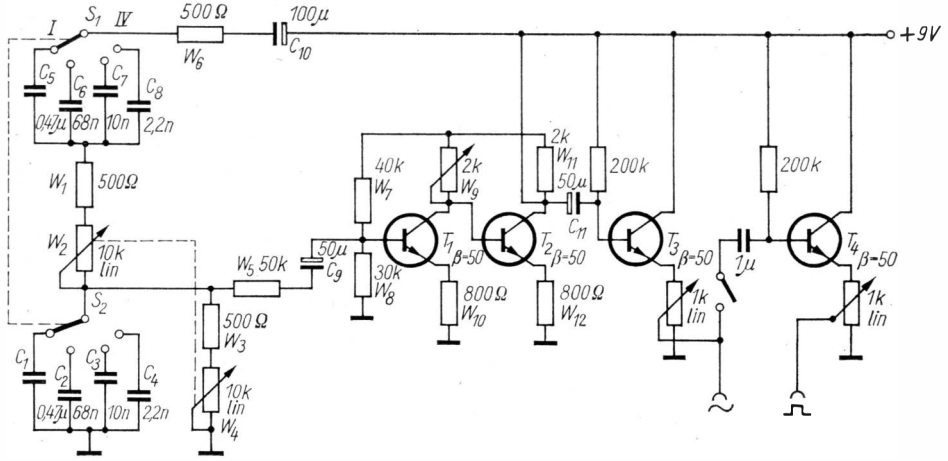


Bild 52 Tongenerator

auf das Netzwerk an S1, W1, W2, W5, C9 zur Basis von T1 erfolgt. Je nach Stellung von S1, S2 werden die Frequenzbereiche 20 Hz ... 200 Hz, 200 Hz ... 1 kHz, 1 kHz ... 8 kHz und 6 kHz ... 20 kHz überstrichen, wenn W2 und W4 gleichzeitig betätigt wird. Diese Regler müssen demnach mechanisch gleichzeitig ihren Wert ändern können (Gleichlauf). Mit W9 kann man die erzeugte NF-Spannung so einstellen, daß der Klirrfaktor nicht höher 1 % am Ausgang (W14) wird. Durch die Stromgegenkopplungen W10, W12, W14 werden die nichtlinearen Verzerrungen herabgesetzt. Beim Nachbau der Schaltung ist es zweckmäßig, wenn man hohe Forderungen hinsichtlich eines geringen Klirrfaktors realisieren möchte, daß alle weiteren Dimensionierungsfragen (z. B. auch die abgegebene Spannung im Zusammenhang mit dem Frequenzgang) mit dem Oszillografen beurteilt werden. T3 ist als Pufferstufe gedacht und wirkt als Ausgang, wobei sich über W14 die Ausgangsspannung einstellen läßt. Die Maximalspannung beträgt $U_{eff} = 1$ V. Übersteuert man T3 bewußt (U_{BEmax} nicht übersteigen), so läßt sich auch eine Rechteckspannung gewinnen. Diese kann an W16 abgenommen werden. Es lassen sich sowohl Ge- als auch Si-Transistoren verwenden. Die Stromverstärkung sollte wenigstens 50 betragen.

14.4. Eichmarkengenerator

In Bild 53 ist ein einfacher Eichmarkengenerator dargestellt Mit ihm wird die erzeugte HF-Spannung der Frequenz von z. B. 1 MHz an den Empfänger angekoppelt, um die Skaleneichung zu überprüfen. Der Eichmarkengenerator läßt sich auch weiter ausbauen, um Teiler an den Ausgang des Generators anschließen zu können. Im Prinzip ist dieser für das Teilungsverhältnis 10:1 vorgesehen (höhere Verhältnisse bringen Ungenauigkeiten). Selbst ein Teilungsverhältnis von 10:1 ist für den Anfänger nicht einfach zu realisieren. Wollte man z. B. auf die Frequenz 100 kHz kommen, wäre noch eine weitere Teilung von 2:1 notwendig. Gemäß der Schaltung

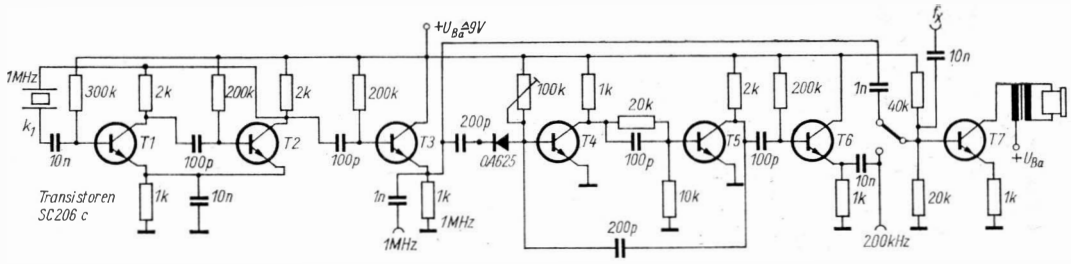


Bild 53 Eichmarkengenerator

sind die Transistoren T1, T2 als rückgekoppelter Verstärker geschaltet, wobei der Quarz im Rückkopplungszweig liegt. T3 ist eine Kollektorstufe, an deren Ausgang die Spannung der Frequenz 1 MHz abgenommen werden kann. Es folgt im Beispiel die Teilung 5:1, die mit dem monostabilen Multivibrator T4, T5 vorgenommen wird. Das Zeitkonstantenglied 200 pF/100 kΩ (vom Kollektor T5 zur Basis T4) ermöglicht, daß erst der 5. Impuls wieder den Multivibrator in den anderen Zustand bringt. Am Emitterwiderstand von T6 läßt sich die Frequenz von 200 kHz entnehmen. Man kann auch die Ausgangsspannungen auf die Mischstufe T7 geben, um eine unbekannte Frequenz durch Überlagerung festzustellen. Allerdings besteht die Möglichkeit, mehrdeutige Aussagen zu erhalten, weil ein Pfeifton eine Reihe von Oberwellen aufweisen kann. Teilungsverhältnisse bis 10:1 sind mit dieser Technik möglich. Es ist darauf zu achten, daß niemand gestört wird (Störstrahlung).

14.5. R-C-Versuchsschaltung

Eine R-C-Versuchsanordnung, deren Widerstands- und Kapazitätswerte sich wahlweise einschalten lassen, hilft sehr bei der Dimensionierung von Schaltungen bzw. bei der Fehlersuche an Geräten. Diese Wahlschaltung kann individuell ge-

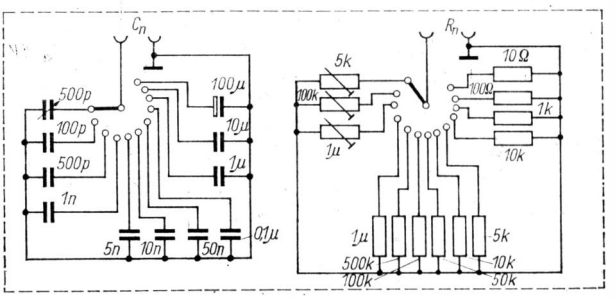


Bild 54 R-C-Versuchsschaltung

staltet werden. So ist es beispielsweise möglich, eine oder mehrere Dekaden von Widerständen oder Kondensatoren aufzubauen. Die Praxis hat aber gezeigt, daß sehr oft eine Abschätzung zwischen den Werten 1 und 5 schon die wirklich erforderliche Kapazität oder den Widerstand eingegrenzt hat. In Bild 54 ist eine auf dieser Grundlage angegebene Schaltung dargestellt. Mit variablen Werten von C und R kann man auch sehr viel erreichen. Die Bauelemente sollte man möglichst hoch belasten können.

14.6. Elektronischer Schalter

Verfügt man über einen Einstrahloszillografen, mit dem mehrere Kurvenverläufe zugleich dargestellt werden sollen, so

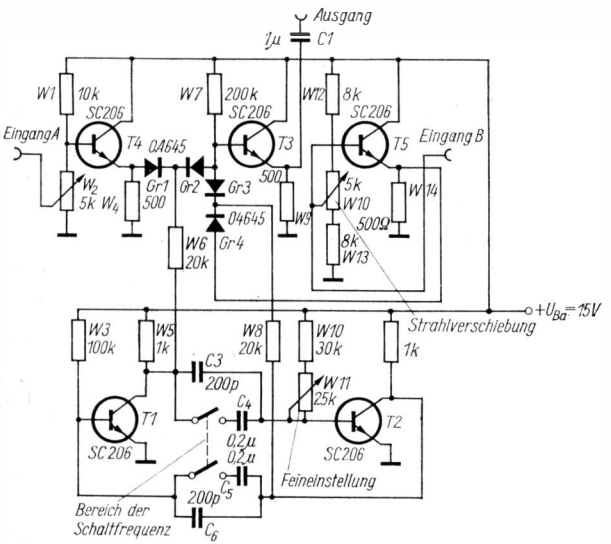


Bild 55 Elektronischer Schalter

läßt sich das mit einem sogenannten elektronischen Schalter ermöglichen. Beispielsweise kann man auf diese Weise die Nulldurchgänge von phasenverschobenen Strömen und Spannungen erkennen. In Bild 55 wird ein einfacher Schalter gezeigt. Es gibt noch einige Abwandlungen, die sich in der Empfindlichkeit, in der Linearität usw. unterscheiden. Die Transistoren T1, T2 wirken als Multivibrator. Es lassen sich zwei Frequenzen einstellen (Schalter). Durch W11 kann eine Feineinstellung der Frequenz vorgenommen werden. Die Spannungen dieser Schaltfrequenz liegen über die Dioden Gr1 ... Gr4 am Transistor T3. Von den Eingängen A und B gelangen die Meßspannungen über den elektronischen Schalter an den Eingang des Oszillografen (C1). Die Kollektorstufen T4 und T5 liegen zwischen den Eingängen und T3. W10 gestattet eine Verschiebung des Signals B auf dem Bildschirm. Mit W2 kann man die Amplitude von A verändern. Als Betriebsspannung sind 15 V vorgesehen. Jedoch kann man sie auch nach den zur Verfügung stehenden Transistoren auslegen. Als Transistoren sollte man solche mit entsprechend hoher Grenzfrequenz vorsehen. Die Schaltung läßt sich mit Ge- und Si-Transistoren realisieren. Die Stromverstärkung ist nicht kritisch, jedoch sollte sie nicht unter 30 liegen.

14.7. Geregeltes Netzgerät

Für Versuchszwecke wird oft eine variable Gleichspannung benötigt, die sich schwer durch Batterien nachbilden läßt. Darüber hinaus besteht auch die Forderung nach einer relativ konstanten Gleichspannung. Das in Bild 56 gezeigte Netzgerät [9] erfüllt die Bedingungen für eine regelbare Gleichspannung mit einer für Amateurzwecke ausreichenden Konstanz; Variationen im Aufbau sind möglich. Der Netztransformator hat etwa 12 V an der Sekundärseite; der Laststrom beträgt 2 A. Entsprechend den Forderungen für die Brummspannung ist die Siebkette auszulegen. Es wird nur ein Ladekondensator benötigt. Der Längstransistor GD 150 wird geregelt. Man erhält dann bei der jeweils eingestellten Spannung eine konstante

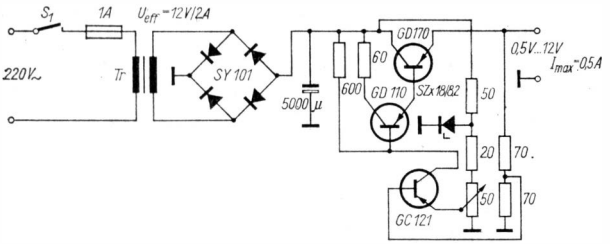


Bild 56 Geregeltes Netzgerät

Gleichspannung, obgleich die Last bzw. die Netzspannung schwanken kann. Der Aufwand eines geregelten Netzgeräts ist von den Konstanzforderungen abhängig. Mit dem 50-Ω-Potentiometer läßt sich die gewünschte Gleichspannung von 0,5 V ... 12 V bei der maximalen Last von 0,5 A einstellen. Das reicht für die meisten Fälle zum Experimentieren aus. Es ist auch möglich, ein derartiges Gerät mit Si-Transistoren aufzubauen. Empfehlenswert sind die KU-Typen aus der ČSSR. Verzichtet man auf die elektronische Sicherung, dann muß der Längstransistor überdimensioniert werden. Man muß allerdings außerdem noch eine flinke Sicherung am Ausgang vorsehen. Die aus der Schaltung ersichtlichen Werte für die Bauelemente können variiert werden, da diese von den Transistoreigenschaften abhängig sind.

14.8. Elektronische Sicherung

Im vorhergehenden Abschnitt wurde die elektronische Sicherung erwähnt. Wenn man auf einen überdimensionierten Längstransistor verzichtet (Ökonomie), muß eine elektronische Sicherung angewendet werden. Durch diese Sicherung ist es möglich, bei Kurzschluß am Ausgang den Längstransistor in sehr kurzer Zeit zu sperren oder durch eine Schaltstufe den Eingang zur Regelstrecke abzuschalten. In Bild 57 ist eine mögliche Ausführung einer solchen Sicherung dargestellt. Der Widerstand R liegt in der Leitung am Ausgang. Sein

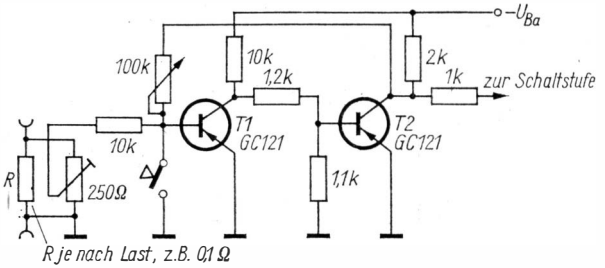


Bild 57 Elektronische Sicherung

Wert richtet sich nach dem Laststrom. Parallel zum Widerstand liegt der Schwellwertregler, der bei einem vorgegebenen Kurzschlußstrom gerade soviel Spannung abgreift, daß der aus T1 und T2 bestehende Schmitt-Trigger umkippt. Dadurch wird eine Schaltspannung am Ausgang von T2 wirksam, mit der man eine Regelung auslösen kann.

14.9. Stabilisiertes Netzgerät

Um Röhrenkennwerte zu messen, benötigt man oft Spannungen, die sich mit dem in Bild 58 gezeigten Netzgerät verwirklichen lassen. Für noch höhere Ansprüche hinsichtlich Konstanz der Spannungen ist dann auch ein geregeltes Gerät erforderlich. In dieser Schaltung ist ein Stabilisator St 280/80 vorgesehen. Es läßt sich aber auch ein St 280/40 verwenden. Das Netzgerät ist im Nachbau unproblematisch. Allerdings sollte der Amateur beim Experimentieren mit den relativ hohen Spannungen die einschlägigen Sicherheitsvorschriften und DDR-Standards beachten. Besondere Vorsicht ist bei aufgeladenen Kondensatoren geboten, die bei Berührung elektrische Schläge verursachen können. Der Netztransformator ist für die Spannungen 110 V, 220 V, 2 × 400 V/100 mA und die Heizspannungswicklung für 2 × 2 V/6 A, 6,3 V/4 A, 12,6 V/2 A ausgelegt. Als Gleichrichter kann man sowohl Röhren als auch Halbleiterdioden verwenden. In diesem Fall wurde eine

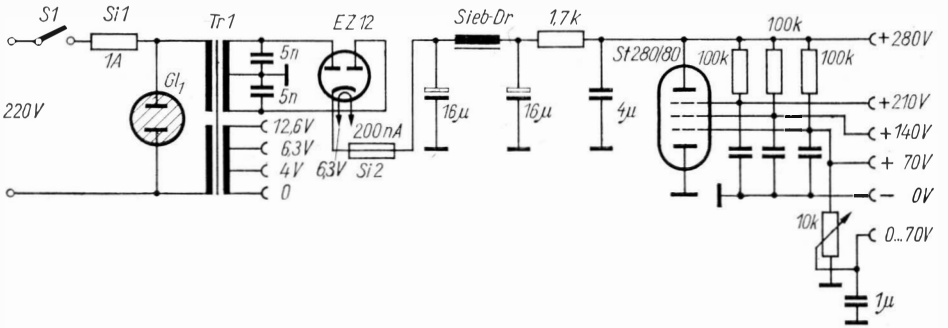


Bild 58 Stabilisiertes Netzgerät

EZ 12 eingesetzt. Diese Röhre benötigt keine gesonderte Heizwicklung. Als Gleichrichterdioden kann man die S 206 benutzen. Als Sieb- und Ladekondensatoren lassen sich MP-Kondensatoren verwenden; ihre Betriebsspannung beträgt 500 V. Der Vorwiderstand des Stabilisators ist so auszulegen, daß der Spannungsabfall an ihm die Differenz zwischen 280 – 1,5 und 280 V ergibt. Des weiteren muß er für einen Laststrom von 100 mA ausgelegt werden; das sind etwa 20 W Belastung. Primärseitig ist eine Sicherung von 1 A und sekundärseitig eine von 150 mA vorgesehen. Die Glimmlampe zeigt die Betriebsbereitschaft an. Weitere Einzelheiten sind aus der Schaltung zu ersehen.

14.10. Prüfgenerator für Hochfrequenz

Mit einem solchen Gerät kann man umfangreiche Arbeiten, z. B. den Abgleich von Empfängern, durchführen. Die gesetzlichen Bestimmungen zum Bau des Geräts sind einzuhalten (BCI, TVI). Als aktive Elemente sind Transistoren vorgesehen. Da die Konstanz der gewonnenen Frequenz von der Konstanz der Betriebsspannung mit abhängt, muß unbedingt mit Stabilisierung gearbeitet werden. Aus diesem Grund wurde nur die Betriebsspannung angegeben. Die Bereichsumschaltung kann man individuell lösen. Will man mit Frequenzen bis ins 2-m-Band arbeiten, so empfiehlt sich eine generelle Unterteilung in zwei Hauptbereiche. Diese könnten z. B. bei 100 kHz ... 14 MHz und 14 MHz ... 150 MHz liegen. Es sind in diesem Fall auch zwei Drehkondensatoren notwendig. Am einfachsten hinsichtlich der Leitungsführung ist die Steckspule oder der Spulenrevolver. Eine Bereichsumschaltung mit Schalter für die Teilbereiche bereitet wegen der zusätzlichen Kapazitäten besonders bei höheren Frequenzen Schwierigkeiten. Allerdings reicht ein Schalter für die unteren Haupt- und Teilbereiche aus. Drucktasten lassen sich ebenfalls verwenden. In Bild 59 ist ein einfacher Stromlaufplan wiedergegeben. Die Oszillatorstufe richtet sich im Aufbau nach dem zur Verfügung stehenden Transistor. In der Basisschaltung

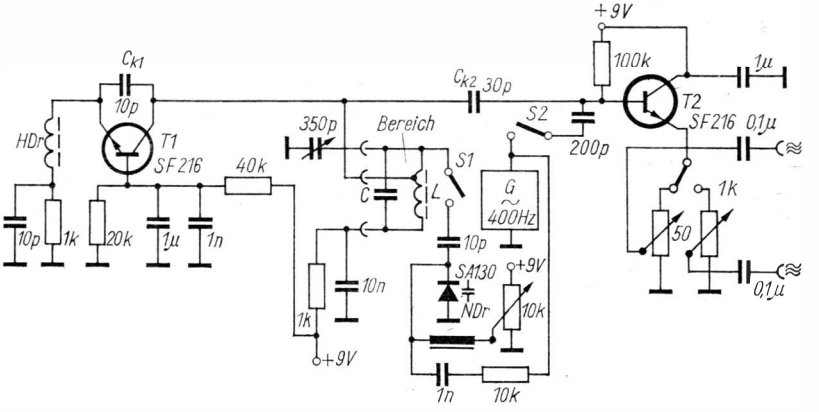


Bild 59
Prüfgenerator für Hochfrequenz

ergeben sich keine Probleme bezüglich der Erzeugung der Schwingamplituden. Der Kopplungskondensator zwischen Kollektor und Emitter ist zu optimieren. Auch an der Emitterkombination sind eventuelle Korrekturen erforderlich. In der Schaltung nach Bild 59 wurde die Möglichkeit vorgesehen, Steckspulen zu verwenden. Der Drehkondensator hat eine Endkapazität von 350 pF. Weitere Einzelheiten zur Auslegung der Bandkapazitäten kann der Leser aus [12] ersehen. Über C_{K2} wird die Kollektorstufe T2 angekoppelt. Der Emitterwiderstand dieser Stufe läßt sich umschalten, um den kleinen Generator universeller einsetzen zu können. Man kann am 1-kΩ-Potentiometer mit einer Ausgangsspannung von 0,5 V rechnen. Zur Amplitudenmodulation ist ein 400-Hz-Generator vorgesehen, der sich über S2 an die Basis von T2 ankoppeln läßt. Den Kopplungskondensator ermittelt man durch Experimentieren, da keine Übermodulation entstehen soll. Zum NF-Generator siehe u. a. Abschnitt 1.4.3. Über die Modulationsabsicht muß man sich allerdings beim Bau des Generators im klaren sein, weil Rückwirkungen auf den Oszillator vorhanden sind. Zu einer ähnlichen Feststellung kommt man auch, wenn Schmalbandfrequenzmodulation vorgesehen werden soll. Die Schmalbandfrequenzmodulation kann gemäß der Schaltung nach Bild 59 mit einer Kapazitätsdiode vorgenommen werden. Es wird dazu der Arbeitspunkt der Diode mit der Gleichspannung eingestellt, und die vom NF-Generator angekoppelte Spannung ermöglicht die Modulation.

Literaturhinweise

[1] *Anders, R.:* Transistorisierte Meßtechnik, VEB Verlag Technik, Berlin 1969

[2] *Autorenkollektiv:* Elektronicum, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966

[3] *Benz, F.:* Meßtechnik für Funkingenieure, Springer Verlag, Wien 1952

[4] *Elsässer:* HiFi-Meßtechnik Funk-Technik, Heft 15 bis 17/1972, Verlag für Radio Foto Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde

[5] *Frühauf, H.:* Elektronische Bauelemente, Lehrbrief, VEB Verlag Technik, Berlin 1971

[6] *Frühauf, H.:* Schwachstrommeßtechnik, Lehrbrief, VEB Verlag Technik, Berlin 1958

[7] Kombinat VEB Funkwerk Erfurt: MOS-Feldeffekttransistoren

[8] Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder): Integrierte Schaltkreise, Herstellerdaten

[9] Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder): HL-Schaltungen, Die neue Bastelschaltung 1/67

[10] *Greif, H.:* Messen, Steuern, Regeln, Deutscher Militärverlag, Berlin 1971

[11] *Kammerloher, J.:* HF-Technik, Teil II, CF. Winter'scher Verlag, Leipzig 1941

[12] *Kronjäger, O.:* Amateurtechnik, Deutscher Militärverlag, Berlin 1971

[13] *Kronjäger, O.:* Einfacher Modulationsgradmesser, Funkamateur, Heft 10/1960, Deutscher Militärverlag, Berlin

[14] *Meinke, H.*, und *Gundlach, F. W.:* Taschenbuch der HF-Technik, Springer Verlag, Berlin — Göttingen 1956

[15] *Rothe/Kleen:* Elektronenröhren als Schwingungserzeuger, Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1948

[16] *Rothfuß, H.:* Transistormeßpraxis, Franckhsche Verlagshandlung, Stuttgart 1961

[17] *Springstein, K. A.:* UKW-Empfänger Praxis, Fachbuchverlag, Leipzig 1953
[18] TGL 200-7041: Empfänger Prüftechnik
[19] *Zinke, O.:* HF-Meßtechnik, Verlag S. Hirzel, Leipzig 1947